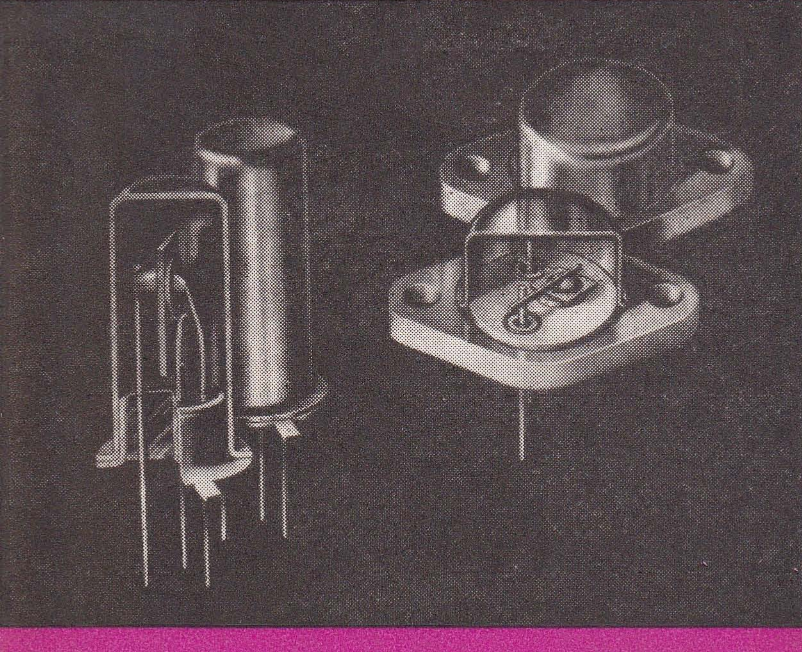
DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Hans-Joachim Fischer

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik
Teil 1: Diodentechnik

Der praktische Funkamateur · Band 81

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

(Bd. 81 und Bd. 82 ersetzen den früheren Bd. 34 der Reihe)

HANS-JOACHIM FISCHER

Einführung in die Dioden- und Transistortechnik

Teil 1: Diodentechnik



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 19. September 1968

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1969
Lizenz-Nr 5
Lektor: Sonja Topolov
Zeichnungen: Erich Böhm
Typografie: Helmut Herrmann
Vorauskorrektor: Irmgard Nickel
Korrektor: Hans Kaulbars
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam
A 918
1,90

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Das vorliegende kleine Werk soll alle an der Halbleitertechnik Interessierten, seien es Funker, Amateure oder Bastler, mit dem notwendigsten Grundwissen ausstatten. Auf dieser Grundlage können dann später technische Bücher oder Fachberichte leichter gelesen und verstanden werden. Bei der Erläuterung von Funktion und Wirkungsweise der Transistoren und Dioden wird bewußt auf eine strenge Erklärung der physikalischen Grundlagen zugunsten der Beschreibung von Ausführungsformen und Einsatzmöglichkeiten verzichtet.

Das rasche Fortschreiten der Halbleitertechnik hat eine ganze Reihe neuer Bauelemente hervorgebracht, die dem Amateur heute vielfach nur dem Namen nach bekannt sind. Da aber in einigen Jahren z. B. Tunneldioden, *Schottky*-Dioden, Vierschicht- und Zweibasisdioden auch in serienmäßig gefertigten Geräten zu finden sein dürften, erscheint eine Einführung in diese neue Technik gerechtfertigt.
In der bisher in der DDR erschienenen Amateurfachliteratur hat die Diodentechnik nicht den ihr gebührenden Umfang in der Darstellung gefunden, deshalb ist der 1. Teil dieser Einführung den vielfältigen Einsatzmöglichkeiten moderner Halbleiterdioden gewidmet. Wenn die vorliegende Broschüre den Leser zum Studium umfangreicherer technischer Werke anregt und einige aus der Praxis des Verfassers stammende Erfahrungswerte Einsatzfehler vermeiden helfen, hat sie ihren Zweck erfüllt.
Ich möchte allen am Zustandekommen dieses Büchleins Beteiligten herzlich für ihre Bemühungen danken.

Berlin, im September 1968 *Hans-Joachim Fischer*

1. Geschichtliche Entwicklung der Halbleitertechnik

1.1. Allgemeines

Wenn man die Entwicklung der Nachrichtentechnik und Elektrotechnik in den vergangenen 50 Jahren betrachtet, so können einige Marksteine des technischen Fortschritts heute von jedem Laien genannt werden:

- Einführung der Elektronenröhre
- Anwendung der Halbleitermaterialien für die Herstellung von Dioden und Transistoren
- Erschließung des Fernsehens für weite Kreise der Bevölkerung
- Fernmeß- und Fernsteuertechnik

Vom technischen Standpunkt aus spielen die *aktiven* Bauelemente, d. h. die *verstärkenden* Elemente, in allen Zweigen der Nachrichtentechnik und Elektronik die größte Rolle. Die Zeit nach dem ersten Weltkrieg sah die breite Einführung der Elektronenröhre, die Zeit nach dem zweiten Weltkrieg den Siegeszug der Transistoren und Halbleiterdioden.
Dabei wurden die Dioden früher entwickelt, und erst auf der Basis der mit ihnen gesammelten Erfahrungen war 1948 die Erfindung des Transistors möglich. Viele physikalische und chemische Prozesse sind zur Herstellung des hochreinen Ausgangsmaterials für die Halbleiterbauelemente erforderlich, und nur ein hochindustrialisiertes Land kann die notwendige Grundlagenforschung betreiben sowie eine entsprechende Technologie zum Einsatz bringen. So verwundert es nicht, daß die ersten Produktionsergebnisse von solchen Ländern wie der UdSSR, den USA, Großbritannien, Japan oder Frankreich kamen. Die DDR ist seit 1953 bemüht, eine eigene Halbleiterentwicklung und -fertigung durchzuführen, wobei sie auf internationale Erfahrungen zurückgreifen kann. Dank der Initiative unserer Wissenschaftler und der uneigennützigen Hilfe der Sowjetunion besitzen wir heute in unserer Republik

ein umfangreiches Sortiment an Halbleiterbauelementen. Um den Anschluß an das Weltniveau sind wir laufend bemüht.

Sowohl bei Dioden als auch bei Transistoren hat die Weltproduktion die Milliardengrenze pro Jahr überschritten. Aus der modernen Elektrotechnik sind die Halbleiterbauelemente nicht mehr wegzudenken, der Anwendungsbereich erweitert sich täglich.

Es ist deshalb an der Zeit, daß junge Menschen im Rahmen ihrer polytechnischen Ausbildung das Wichtigste über diese Bauelemente erfahren. Durch die Beschäftigung mit der modernen Technik wird jeder befähigt, seinen Gegebenheiten entsprechend selbst an der Weiterentwicklung mitzuarbeiten.

1.2. Die Zeit der grundlegenden Erkenntnisse

Der historische Materialismus lehrt, daß bedeutende technische Errungenschaften nicht spontan auftreten, sondern daß ein gewisser Stand der Produktivkräfte erforderlich ist, damit ein Umschwung von der Quantität in eine neue Qualität erfolgen kann. Einfacher gesagt: Erst muß ein gewisser Stand in der physikalischen oder chemischen Forschung sowie in der Technologie erreicht sein, ehe neue Geräte oder Bauelemente in die Serienfertigung übernommen werden können. Heute ist ein einzelner Wissenschaftler allein nicht mehr imstande, eine bahnbrechende Erfindung zur Massenproduktion zu bringen; die dem gegenwärtigen Stand der Produktivkräfte am besten angepaßte Art der Forschung und Entwicklung besteht in der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit.

Voraussetzungen für die Schaffung der modernen Halbleiterbauelemente waren die Ergebnisse der physikalischen Grundlagenforschung über den Leitfähigkeitsmechanismus in Festkörpern, über die Beeinflussung der Leitfähigkeit durch kontrollierte Beimengungen, über die physikalisch-chemische Herstellung von Reinststoffen und seltenen Metallen, über die Technologie der Bearbeitung und nebenwirkungsfreien Verarbeitung der hochveredelten Rohstoffe.

Im Jahre 1886 entdeckte der deutsche Chemiker *C. A. Winkler* in Freiberg/Sa. das Germanium, das einige Jahre vorher an Hand des periodischen Systems der Elemente von *D. I. Mendelejew* vorausgesagt worden war. Bereits 1823 hatte *J. J. Berzelius* das Silizium entdeckt. Beide Stoffe spielen in der Halbleitertechnik eine entscheidende Rolle.
Im Jahre 1906 setzte *H. C. Dunwoody* einen Karborundkristall zwischen Metallelektroden als Detektor für elektromagnetische Wellen ein und löste damit den Metallpulver-Fritter ab. *G. W. Pickard* schlug in demselben Jahre einen Siliziumkristall mit Spitzenkontakt zur HF-Gleichrichtung vor. Dieser stellt die Urform des heute für Zentimeterwellenempfang verwendeten Siliziumdetektors dar. 1915 untersuchte *C. A. F. Benedicks* die Gleichrichtereigenschaften eines Germaniumkristalls. Damals existierte keine Theorie der Halbleitergleichrichter, die die auftretenden Erscheinungen umfassend hätte erklären können. Bis zum zweiten Weltkrieg wurde die weitere Erforschung der Halbleitergleichrichter nur in geringem Umfang betrieben; andere technische Probleme standen im Vordergrund. Die Erschließung der Zentimeterwellen, vorwiegend für Zwecke der Radartechnik, brachte der Detektorentwicklung neuen Auftrieb. Für derart kurze Wellen ließen sich Röhrendioden nicht verwenden, und es wurden überall auf der Welt umfassende Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der Germanium- und Siliziumdioden durchgeführt. Auf der Grundlage dieser Arbeiten konnte von den Amerikanern *Bardeen, Brattain* und *Shockley* im Jahre 1948 der *Halbleiterverstärker* oder *Transistor* (*transfer-resistor* = Übertragungswiderstand) zum Patent angemeldet werden.
Über den Spitzentransistor aus Germanium ging nunmehr die Weiterentwicklung zum Ge-Flächentransistor und dann zum Siliziumtransistor. Die Erhöhung der im Transistor umgesetzten elektrischen Leistung und die Erweiterung des Einsatzbereichs nach immer höheren Frequenzen waren die nächsten Etappen in der Entwicklung. Parallel dazu verliefen die Materialverbesserung der Ausgangsstoffe und die Suche nach neuen Elementen und Verbindungen mit Transistoreffekt. Der amerikanische Physiker *Clarence Zener* hatte das

Verhalten von Dioden bei großen Sperrspannungen untersucht und dabei unter bestimmten Voraussetzungen einen abrupten *Sperrdurchbruch* beobachtet. Auf der Basis dieser Beobachtungen wurden nach 1948 *Zenerdioden* entwickelt, die es gestatten, kleine Spannungen konstantzuhalten.
1957 untersuchte der Japaner *Leo Esaki* hochgedopte Germaniumdioden und fand dabei den *Tunneleffekt.* Dioden, die diesen Effekt zeigen, lassen sich zur Verstärkung und Schwingungserzeugung einsetzen; man nennt sie *Tunnel-* oder *Esaki*-Dioden. *Shockley* entwickelte 1952 die Vierschichtdiode für Impulsschaltzwecke. Der Einsatz von Halbleitern für thermoelektrische Kühlung ist durch Arbeiten des sowjetischen Physikers *Joffe* und durch japanische Entwicklungen bekannt geworden. Die Ausnutzung der Sperrschicht einer Diode als elektrisch steuerbare Kapazität führte zur Entwicklung der *Varikap*- bzw. *Varaktor*-Dioden. Lichtquanten können in pn-Übergängen Elektronen freisetzen; dies ist die Grundlage für Fotodioden und -transistoren. Tausende Wissenschaftler und Techniker in der ganzen Welt arbeiten an der Vervollkommnung der Halbleiter, die aus unserem täglichen Leben nicht mehr wegzudenken sind.
Auf Grund der raschen Entwicklung der Halbleitertechnik ist es zweckmäßig, die Einführung in dieses Gebiet in 2 getrennten Bänden der Reihe PFA unterzubringen. Der vorliegende 1. Teil behandelt alle für den Amateur wichtigen Formen moderner Halbleiterdioden.

2. Physikalische Grundlagen der Sperrschichthalbleiter

Für die Anwendung der neuen Bauelemente in der Technik ist ein Grundwissen über ihre Wirkungsweise und ihre Technologie unerläßlich. Manche beim Einsatz auftretenden Probleme lassen sich nur erklären, wenn man die Eigenschaften des Ausgangsmaterials und die Besonderheiten der Herstellung kennt. Eine exakte Darstellung der physikalischen Grundlagen würde jedoch den Rahmen dieser Broschüre übersteigen und zu hohe mathematische Anforderungen an den Leser stellen.

2.1. Halbleitermaterialien

Das heute in der Welt für die Halbleiterproduktion am meisten verwendete Material ist Germanium, ihm folgt unmittelbar das Silizium, dessen Reindarstellung jedoch erhöhten technologischen Aufwand erfordert. Das von *Berzelius* Mitte des vergangenen Jahrhunderts entdeckte Selen wird auch heute noch in großem Umfange für die Gleichrichterproduktion eingesetzt, hat jedoch durch Germanium und Silizium stark an Bedeutung verloren. Einige wichtige physikalische Kenngrößen der beiden zur 4. Gruppe des periodischen Systems nach *Mendelejew* und *Meyer* gehörenden Stoffe Si und Ge sind in Tabelle 1 dargestellt. Die weitere Forschung auf dem Gebiet der Halbleitermaterialien zielt darauf hin, Legierungen oder ähnliches zu finden, die einen größeren Temperaturbereich der Bauelemente gestatten oder ein Arbeiten bei höheren Frequenzen ermöglichen. Seit etwa 1935 wird die Gruppe der AIII/BV-Legierungen erforscht, d. h., es werden Verbindungen von Elementen der 3. und 5. Gruppe des periodischen Systems auf ihre halbleitenden Eigenschaften hin untersucht. Bekannt geworden sind die Legierungen Indium-Antimonid, Gallium-Arsenid, Indium-Phosphid. Es werden auch Versuche über Germanium-Silizium-Legierungen durch-

Tabelle 1 Physikalische Kenngrößen von typischen Halbleitermaterialien

Halbleiter	Bandabstand (eV)	Löcherbeweglichkeit (cm²/Vs) μp	Elektronenbeweglichkeit (cm²/Vs) μn	Dielektrizitätskonstante ε
C	6,7	1200	1800	—
GaP	2,25	75	>100	
AlSb	1,52	460	460	11,5
GaAs	1,4	450	9000	13,5
InP	1,25	150	4800	10,6
GaSb	0.8	900	4500	15,2
InAs	0,35	450	33000	11,5
InSb	0,18	3000	85000	16,5

(Quelle): The Microwave Engineer's Handbook 1968, Horizon-House, Dedham Mass., USA, S. 168)

Tabelle 2 Eigenschaften von Germanium und Silizium

Kenngröße	Germanium	Silizium
Ordnungszahl	32	14
Atomgewicht	72,6	28,06
Wichte	5,32 g/cm²	2,4 g/cm²
Schmelzpunkt	+ 958 °C	+ 1414 °C
spezifischer Widerstand des reinen Materials	$60\,\Omega \cdot$ cm	$6 \cdot 10^4\,\Omega \cdot$ cm
Dielektrizitätskonstante	16	12,5
Breite der verbotenen Zone (Bandabstand)	0,72 eV	1,12 eV
Schleusenspannung	0,5 V	0,6 V

geführt; halbleitende Eigenschaften wurden bei Siliziumkarbid festgestellt. Auf diesem Gebiet ist noch viel Neuland zu erschließen, denn alle Untersuchungen setzen Reinheitsgrade der Ausgangsmaterialien voraus, die noch vor einigen

Jahren utopisch erschienen. Jede Neuentdeckung auf dem Gebiet der Halbleitermaterialien bedeutet aber gleichzeitig die Entwicklung einer ganzen Reihe neuer Bauelemente mit verbesserten elektrischen Eigenschaften.

2.2. Sperrschichteffekte

Die Halbleiter nehmen mit ihren elektrischen Eigenschaften das Gebiet zwischen *Leitern* (Metallen) und *Isolatoren* (Dielektrika) ein. Sie haben spezifische Widerstände im Gebiet 10 bis $10^{10}\,\Omega \cdot$ cm. Bei den Metallen ergibt sich durch die schwache Kopplung zwischen Atomkern und Elektronen der äußeren Bahnen eine gute elektrische Leitfähigkeit, denn die Hüllenelektronen können leicht abgetrennt werden und wandern dann als freie Ladungsträger. Als Bild für das Atom benutzen wir das *Bohr*sche Modell, nach dem jedes Atom aus dem Kern (Protonen und Neutronen) und den ihn umgebenden Elektronen besteht. Die Elektronen umkreisen den Atomkern auf verschiedenen Bahnen; die Elektronen der äußersten Bahn werden Valenzelektronen genannt, denn sie bestimmen die Art der chemischen Bindung. Durch Abtrennung eines Elektrons der äußeren Bahn wird das Atom zum Ion, d. h., durch Wegnahme eines Hüllenelektrons verbleibt ein positiv geladenes Atom. Sowohl beim Germanium als auch beim Silizium kreisen auf der äußersten Hülle 4 Valenzelektronen, deshalb sind beide Stoffe zur 4. Gruppe des periodischen Systems gehörig. Bild 1 zeigt die Atommodelle für Si und Ge; das Ge hat eine Hülle (so nennt man die Elektronenbahn) mehr. Aus der Zahl der Elektronen ergibt sich die Ordnungszahl des periodischen Systems. Mehrere Siliziumatome können sich untereinander binden; sie bilden dann ein Kristallgitter mit Diamantstruktur, wie es Bild 2 zeigt. Eine Gitterzelle enthält 8 Atome, die durch je 2 Elektronenbindungen miteinander verknüpft sind. Ohne äußere Ionisation und ohne Fremdstoffbeimengung ist die Leitfähigkeit eines solchen „idealen“ Germaniumkristalls gering. Nur die durch thermische Stoßprozesse frei gemachten Hüllenelektronen sorgen

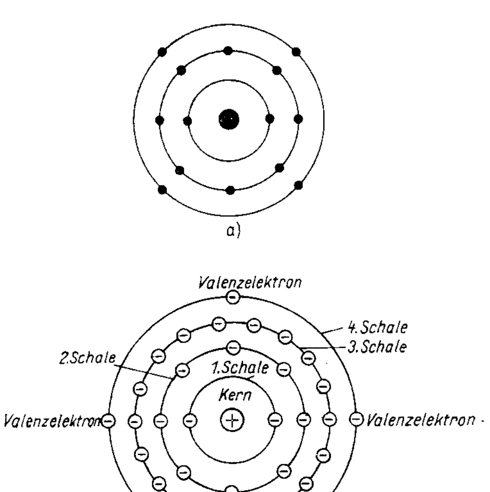


Bild 1 a — Atommodell des Siliziums, b — Atommodell des Germaniums

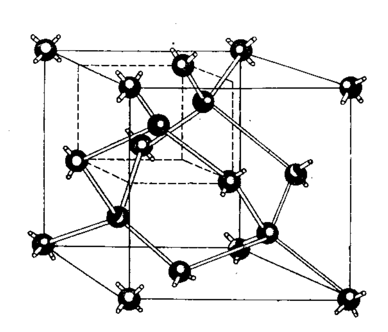


Bild 2
Kristallgitter des Siliziums

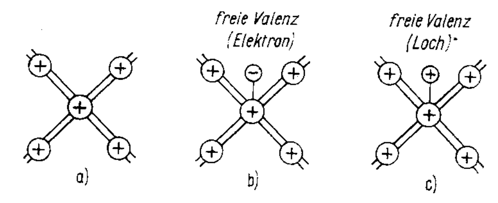


Bild 3 Elementarzellen des Ge-Kristallgitters;
a — verunreinigungsfreier Idealkristall, b — Störstellenleitung durch 5wertige Verunreinigung (Elektronenleitung), c — Störstellenleitung durch 3wertige Verunreinigung (Löcherleitung)

für eine Eigenleitfähigkeit. Durch Einbringen von Fremdstoffen in das Kristallgitter, z. B. durch Einlagern 3- oder 5wertiger Atome, wird eine Störstellenleitung erreicht, denn bei einem 5wertigen Stoff bleibt je Gitterelement ein Elektron ungebunden. Dieses bewirkt die *Störstellenleitung*, die man bei den Halbleiterbauelementen ausnutzt. Betrachtet man die 3 möglichen Fälle der Kristallgitter in Bild 3, so kann folgendes gesagt werden: Im Fall des verunreinigungsfreien idealen Kristalls sind alle Gitterelektronen gebunden, es tritt nur Eigenleitung bei Erwärmung auf. Werden 5wertige Verunreinigungen kontrolliert eingebracht, so tritt Störstellen-Elektronenleitung (ähnlich wie die Elektronenleitung bei Metallen) auf. Man nennt den Vorgang des Einbringens von Störstellen *Dopen*. Einen mit 5wertigen Stoffen (Phosphor, Arsen, Antimon) gedopten Halbleiter nennt man n-Halbleiter. Lagert man 3wertige Störstellen ein, so fehlt an der Einlagerungsstelle ein Elektron. Dieses kann aus dem Nachbaratom herausgelöst werden. Die fehlenden Elektronen bezeichnet man als *Löcher*. Sie können ebenfalls zur Leitfähigkeit beitragen, wobei die Löcher in umgekehrter Richtung wie die Elektronen wandern. Mit 3wertigen Stoffen (Bor, Aluminium, Indium) gedopte Halbleiter heißen p-Halbleiter.
Die Wirkungsweise einer Halbleiterdiode hängt nun von den physikalischen Prozessen ab, die sich in der Grenzzone zwischen einem p-leitenden und einem n-leitenden Ge- oder S-Kristall abspielen. Man nennt diese Grenzzone *pn-Schicht*.

Auch die Spitzendiode hat einen solchen pn-Übergang zwischen der Kontaktnadel und einem Kristall. Bild 4 zeigt die Verhältnisse an einer pn-Schicht. Die Bewegung der elektrischen Ladungen durch den pn-Übergang entspricht der *Diffusion* (dem Austausch), wenn keine äußere Spannung an der pn-Schicht liegt. Die Diffusion erfolgt auf Grund der unterschiedlichen Konzentration der jeweiligen Ladungsträger im n- oder p-Gebiet. So ist z. B. die Konzentration der Elektronen im n-Halbleiter höher als im p-Halbleiter. Die in größerer Menge im jeweiligen Gebiet vorhandenen Ladungsträger heißen *Majoritätsträger*. Elektronen als Majoritätsträger des n-Gebiets diffundieren also ins p-Gebiet (weil dort geringere Elektronenkonzentration herrscht) und laden dabei die Sperrschichtgrenze des p-Gebiets negativ auf. Die Grenzschicht des n-Gebiets lädt sich durch die Abwanderung der Elektronen positiv auf, so daß sich an der Grenze eine elektrische Doppelschicht bildet. Die Diffusion der Minoritäts-

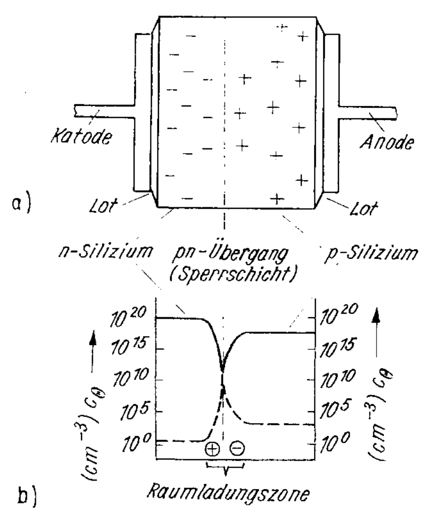


Bild 4 Verhältnisse an einer pn-Schicht;
a — Bildung der elektrischen Doppelschicht, b — Ladungsträgerverteilung und Bildung der Raumladungszone

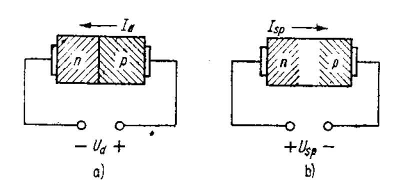


Bild 5 pn-Schicht mit angelegter äußerer Spannung;
a — Durchlaßfall, Potentialwall wird abgebaut;
b — Sperrfall, Potentialwall wird vergrößert

träger erzeugt eine zusätzliche, gleichgerichtete Aufladung. An der Doppelschicht entsteht auf diese Weise ein Potentialwall, der einem weiteren Diffundieren der Ladungsträger über die Sperrschicht entgegenwirkt. Es können nämlich nur die Elektronen ins andere Gebiet gelangen, die eine so hohe Energie haben, daß sie den Potentialwall überwinden. Da die Sperrschicht oder pn-Schicht arm an Majoritätsladungsträgern ist (Abstoßungseffekt), hat sie einen hohen elektrischen Widerstand und im Sperrbereich eine Kapazität. Dieser Widerstand verringert sich nur bei höheren Temperaturen durch die dann einsetzende Eigenleitung. Legt man an die pn-Schicht eine äußere Spannung an, wie Bild 5 zeigt, so können 2 Fälle auftreten:

— Das äußere Feld wirkt der Sperrschicht entgegen und baut den Potentialwall ab. Die Majoritätsträger werden von den Elektroden zur Sperrschicht hin bewegt, der Widerstand der Sperrschicht nimmt ab, und ein Strom fließt über die pn-Schicht. Er ist abhängig von der angelegten Spannung. Man nennt dieses Einschalten der pn-Schicht den *Durchlaßfall.*

— Schaltet man die äußere Spannungsquelle in umgekehrter Richtung an, so werden die Majoritätsträger von der Sperrschicht abgesaugt, diese verbreitert sich, und der Potentialwall wird größer. Die Majoritätsträger können nicht mehr über die pn-Schicht gelangen, und es verbleibt nur eine Restleitfähigkeit durch die Bewegung der Minoritätsträger. Man nennt dies den *Sperrfall.*

Stellt man den Stromfluß in beiden Richtungen als Funktion der angelegten Spannung dar, so erhält man die Diodenkennlinie, die eine charakteristische Form hat. Bild 6 zeigt ein Beispiel. Der Durchlaßast ist steil, der Kurvenverlauf kann etwa durch eine quadratische Parabel angenähert werden. Bereits bei kleinen angelegten Spannungen fließen hohe Ströme. Der Sperrast verläuft hingegen bis zur Durchbruchspannung flach; dort tritt ein Lawineneffekt der Ionisierung auf, und die Sperrschicht wird zerstört. Der in Bild 6 angegebene Verlauf der Diodenkennlinie ist bei allen Halbleiterdioden ähnlich. Unterschiede treten nur im Sperrast bei der Durchbruchspannung auf. Eine Ausnahme bildet die Tunneldiode, die im Durchlaßast ein Gebiet negativen Widerstands hat. Darauf wird später noch eingegangen.
Wie man aus Bild 4b erkennt, herrscht im stromlosen Zustand der Diode am pn-Übergang die niedrigste Ladungsträgerkonzentration. Die Raumladungszone bildet gegenüber den angrenzenden gutleitenden Teilen des Kristalls ein Gebiet hohen Widerstands. Aus dieser Tatsache folgt unmittelbar, daß jeder Halbleitersperrschicht eine Kapazität zugeordnet werden muß. Eine weniger offensichtliche, aber ebenso wichtige Eigenschaft jeder Halbleitersperrschicht ist die Beeinflußbarkeit durch optische oder thermische Energie. Die Ursache sowohl des negativen Temperaturkoeffizienten als auch der Lichtempfindlichkeit von Halbleiterwiderständen liegt in der Erzeugung von Ladungsträgerpaaren durch Energiezufuhr. Erfolgt

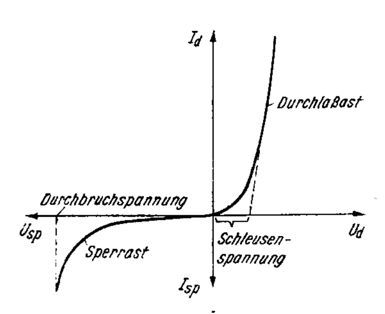


Bild 6 Kennlinie eines Sperrschichtgleichrichters

diese innerhalb der hochohmigen Raumladungszone eines pn-Übergangs, so wandern unter dem Einfluß des vorhandenen elektrischen Feldes die Elektronen bevorzugt in das n-leitende Gebiet, die Defektelektronen bevorzugt in den p-leitenden Teil des Kristalls. Dadurch wird die ursprünglich vorhandene Verteilung der Ladungsträger (s. Bild 4b) gestört. Katode und Anode nehmen zur Einstellung eines neuen Gleichgewichtszustands ein unterschiedliches Potential an. Die auftretende elektromotorische Kraft kompensiert somit die zusätzliche Anreicherung der Ladungsträger beidseits der Sperrschicht.

Alle bisher beschriebenen, mit den Vorgängen innerhalb der Sperrschicht zusammenhängenden elektrischen Erscheinungen sind bezüglich ihrer absoluten Größe durch Variation der Ladungsträgerkonzentration beidseitig des pn-Übergangs in weiten Grenzen beeinflußbar. Mit steigender Dotierung der aneinandergrenzenden Kristallgebiete nimmt die Breite der Raumladungszone ab. Daher vergrößert sich beispielsweise die Kapazität der Sperrschicht bei konstantgehaltener Fläche. Weiterhin wird die Durchschlagsfeldstärke des Kristallmaterials bereits bei immer kleineren, außen angelegten Spannungen erreicht. Verringert man den spezifischen Widerstand der Kristallgebiete auf beiden Seiten des pn-Übergangs durch Dotierung so weit, daß die Leitfähigkeit die Größenordnungen der metallischen Leitfähigkeit erreicht und das Elektronengas entartet ist, dann treten neue Phänomene auf, die sich mit Hilfe des bisher verwendeten korpuskularen Bildes nicht befriedigend erklären lassen. Erst wellenmechanische Vorstellungen können die auftretenden *Tunnel*-Effekte im Fluß- und Sperrbereich derartiger hochdotierter Dioden quantitativ beschreiben.
Bei einer in Flußrichtung gepolten sogenannten *Tunneldiode* fließt bereits unterhalb der Diffusionsspannung ein unerwartet großer Strom, der ein Maximum und ein Minimum durchläuft, bevor der reguläre, exponentiell spannungsabhängige Flußstrom einsetzt. Die Erklärung für diese Erscheinung ist darin zu suchen, daß die Elektronen im n-leitenden Kristallgebiet auf Grund ihrer hohen Konzentration und der sehr

geringen Dicke der Sperrschicht auch im Leitungsband des p-Gebiets eine endliche Aufenthaltswahrscheinlichkeit aufweisen, d. h. den Potentialwall des pn-Übergangs „durchtunneln" können.

Ein weiterer *Tunnel*-Effekt tritt in Sperrichtung hochdotierter Dioden auf. Es handelt sich dabei um den sogenannten *Zener-Durchbruch*, der besagt, daß die Diode ihre Sperrfähigkeit verliert, noch bevor die Durchbruchsfeldstärke des Halbleitermaterials erreicht ist. In diesem Fall begünstigt die hohe Feldstärke am pn-Übergang die Tunnelwahrscheinlichkeit der Elektronen *(Lawineneffekt)*.

Die qualitativ beschriebenen physikalischen Gründe der verschiedenen Sperrschichteigenschaften lassen sich heute in guter Übereinstimmung mit dem Experiment auch quantitativ reproduzieren.

3. Technische Grundlagen der Halbleiterdioden

3.1. Technologie

Vom Erkennen der grundlegenden physikalischen Erscheinungen an Halbleitern bis zur Großserienfertigung von Halbleiterdioden für verschiedenste Zwecke bedurfte es eines weiten Weges. Obwohl im zweiten Weltkrieg bereits für Radarzwecke Silizium- und auch Germanium-UHF-Dioden eingesetzt wurden, handelte es sich dabei doch nur um Labor- oder Kleinserienfertigung mit geringen Stückzahlen. Erst 1946 bis 1950 wurde die Produktion von Ge- und Si-Dioden aufgenommen. Die gegenwärtige Weltproduktion liegt bei einigen Milliarden pro Jahr; die Typenzahl beträgt einige Tausend. Grundlage für die Fertigung war die Herstellung hochreinen Germaniums und Siliziums. Man geht beim Germanium vom GeO_2 (Germaniumdioxid) aus, reduziert es mit Wasserstoff zu metallischem Germanium. Obwohl dieses vom üblichen chemischen Standpunkt aus rein ist (Reinheit 99,99%), hat es eine Reihe von Beimengungen, die es für die Halbleiterherstellung ungeeignet machen. Die weitere Reinigung erfolgt durch Zonenschmelzen. Bild 7 zeigt die Anordnung im Prinzip. In einem Quarzrohr befindet sich das Quarzschiffchen (1) mit dem Germaniumpulver. Über ein Getriebe mit Motor (2) wird ein Wagen mit mehreren Glühspulen geringer Breite (3) über das Quarzrohr hinwegbewegt. Um eine Oxydation zu vermeiden, ist das Quarzrohr mit einer Vakuumpumpe verbunden. Da sich nun die Verunreinigungen im flüssigen Germanium leichter lösen als im festen, kann durch Bewegen der Schmelzzone eine Verlagerung der Verunreinigungen an ein Ende des Ge-Barrens erfolgen, denn die Verunreinigungen wandern mit der geschmolzenen Zone mit. Nachdem das Germanium diesen physikalischen Reinigungsvorgang mehrere Male durchlaufen hat, befinden sich alle Verunreinigungen in einem Ende des Barrens, das dann abgetrennt wird. Das auf diese Weise ge-

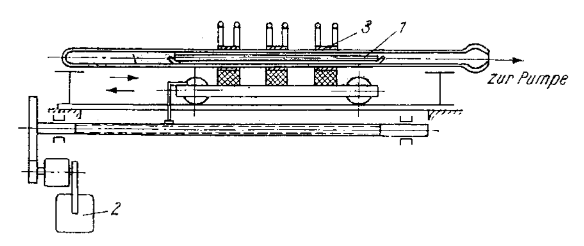


Bild 7 Zonenschmelzverfahren zur Reinigung des Germaniums; 1 — Tiegel, 2 — Motor mit Getriebe, 3 — Glühspulen

reinigte Material ist noch polykristallin. Zur endgültigen Verwendung für Halbleiterbauelemente muß ein Einkristall gezogen werden. Dies geschieht aus einer Ge-Schmelze nach dem Zonenreinigen *(Czochralski)*. Bild 8 zeigt das Verfahren schematisch. Man befestigt an der Halterung (1) einen Germaniumimpfkristall. Zu Beginn des Prozesses taucht man ihn in die Schmelze (4), die sich im Tiegel (5) befindet und mittels Heizspule (3) (z. B. über einem HF-Wärmegenerator) zum Schmelzen gebracht wurde. Der Einkristall (2) wird mit einer Zuggeschwindigkeit von 2 bis 3 cm/h aus der Schmelze gezogen. Nach allen diesen Prozessen hat das Germanium eine Reinheit von 10^{-9}; es ist undotiert. Man kann die Dotierung (das Einbringen von Störstellen) während des Einkristallziehens durchführen und beispielsweise Einkristalle mit stets wechselnder Leitfähigkeit (aufeinanderfolgende pn-Schichten) ziehen.

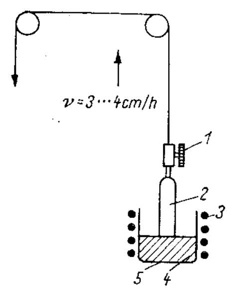


Bild 8
Einkristallziehvorrichtung (nach *Czochralski*);
1 — Halter für Impfkristall, 2 — wachsender Einkristall, 3 — Heizvorrichtung, 4 — Schmelze, 5 — Tiegel

Die Verarbeitung und Reinigung des Siliziums gestaltet sich weit schwieriger als die des Germaniums, weil Silizium einen höheren Schmelzpunkt hat und in geschmolzenem Zustand chemisch sehr aktiv ist. Man geht entweder von $SiCl_4$ (Siliziumtetrachlorid), SiJ_4 (Siliziumtetrajodid) oder von $SiHCl_3$ (Trichlorsilan) aus und reduziert diese Verbindungen mit Zinkdampf oder Wasserstoff. Die Zonenschmelze muß vertikal und ohne Tiegel durchgeführt werden, was ebenso wie das Einkristallziehen bei höherer Temperatur größere technologische Schwierigkeiten mit sich bringt. Der Preis des für Halbleiter geeigneten Siliziums liegt daher auch höher als der des Germaniums.

Wenn beide Ausgangsstoffe mit der gewünschten Leitfähigkeit als Einkristalle vorliegen, verarbeitet man sie mit der Diamantsäge weiter. Es werden Plättchen von einigen Quadratmillimetern Fläche herausgeschnitten, die man anschließend mit einem Kristallhalter verlötet und an der Oberfläche ätzt. Damit Luftsauerstoff und Wasserdampf die Eigenschaften des Gleichrichters nicht verschlechtern, wird der Kristall mit seiner Gegenelektrode (Sperrschicht oder Spitze) luftdicht gekapselt. Dies erfolgt entweder durch Einschmelzen in Glasröhrchen oder durch Einbau in ein verschweißtes Metallgehäuse mit Durchführungsisolator. Jede Bauart hat ihre Vor- und Nachteile. Bei hohen Frequenzen wird die Glasröhrchenform vorgezogen, weil sie kleinere Gehäusekapazitäten ergibt. Da Germaniumdioden lichtempfindlich sind, muß das Glasröhrchen in lichtundurchlässigen Lack getaucht werden (bei Bestrahlung mit wechselstromgespeisten Glühlampen ergibt sich sonst ein Brummen durch Modulation der Leitfähigkeit der Diode). Diesen Nachteil haben die Metallgehäuse nicht; jedoch stören die größeren Gehäusekapazitäten, und die Herstellung ist teurer.

Für die gegenwärtige Produktionstechnik zur Erzeugung von Sperrschichten in Germanium und Silizium sind *Legierungs-* und *Diffusionsverfahren* von großer Bedeutung. Die Eigenschaften der nach beiden Methoden hergestellten pn-Übergänge unterscheiden sich in qualitativer Hinsicht voneinander, so daß man in einigen Fällen — entsprechend dem Verwen-

dungszweck der Diode — eines der beiden Verfahren (Diffusion) bevorzugt. Da jedoch auf dem Diffusionsweg wesentlich gezielter und präziser Halbleiterbauelemente jeder Größe mit engtolerierten elektrischen Eigenschaften hergestellt werden können, als dies durch Legierungsverfahren gelingt, bevorzugt man heute ebenso wie bei der Transistorfertigung in steigendem Maße diffundierte Elemente. Die früher verwendeten Metall-Halbleiter-Punktkontakte verlieren demgegenüber immer mehr an Bedeutung.

Hinsichtlich der Auswahl des Grundmaterials tritt Silizium gegenüber Germanium mehr und mehr in den Vordergrund. Die Ursachen dafür sind zum Teil die in den vergangenen Jahren erheblich gesunkenen Siliziumpreise, zum großen Teil aber auch die wachsenden Anforderungen an Qualität, Temperaturverhalten und Leistungsfähigkeit der Halbleiter. Demgegenüber hat Germanium seine Bedeutung in den Fällen behalten, in denen es vor allem auf die Materialeigenschaften, wie die gegenüber Silizium wesentlich größere Ladungsträgerbeweglichkeit und die geringere Diffusionsspannung, ankommt. Entsprechendes gilt auch für andere Halbleiter, wie Galliumarsenid oder Indiumphosphid.

Die heute üblichen Legierungsverfahren zur Herstellung von Bauelementen kleiner und mittlerer Leistung unterscheiden sich zwar in Einzelheiten, aber nicht prinzipiell voneinander. Bild 9 zeigt einen Schnitt durch eine legierte Diode. Der Germaniumkristall (z. B. homogen p-leitend, 4 mm^2 groß und 0,4 mm dick) wird zur Erzeugung der Sperrschicht einerseits und zur Herstellung der sperrfreien Kontaktierung andererseits zusammen mit kleinen Kugeln aus n- bzw. p-dotiertem (Antimon, Arsen bzw. Indium, Gallium) Legierungsmetall (Zinn—Blei, Gold) in einer geeigneten Form kurzzeitig auf 400 bis 600 °C erhitzt. Dabei schmelzen die Legierungen und lösen eine dem Zustandsdiagramm entsprechende Menge Germanium. Während der Abkühlung erstarren die Schmelzen, deren Rekristallisationsschichten nunmehr die dem dotierenden Legierungszusatz entsprechende Leitfähigkeit aufweisen. Anschließend wird der Diodenkristall in einen dem Verwendungszweck entsprechenden Gehäusesockel gelötet, durch Ätzen

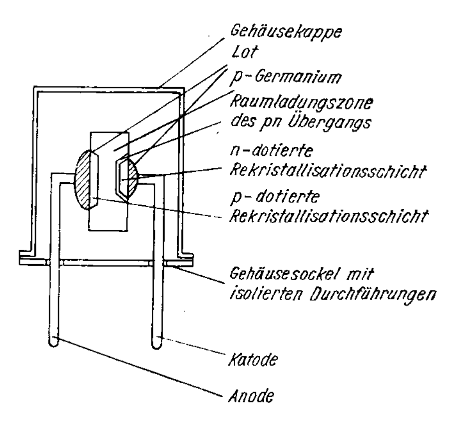


Bild 9 Schnitt durch eine legierte Diode

gereinigt und mit einem Oberflächenschutz versehen. Zum Schluß wird eine Metallkappe aufgeschweißt. Entsprechende Legierungsverfahren finden auch bei Silizium Verwendung. Zur p-Dotierung dient dabei neben Gold-Gallium in großem Umfang Aluminium.

Eine Variation des beschriebenen Legierungsverfahrens benutzt man insbesondere zur Erzeugung sehr kleinflächiger Sperrschichten für Schaltdioden aus Germanium zur Verwendung in Rechenmaschinen. Der pn-Übergang wird dadurch erzeugt, daß man einen dotierten Golddraht durch einen Stromimpuls in das Halbleitermaterial einlegiert. Der Querschnitt einer sogenannten *Golddrahtdiode* ist in Bild 10 dargestellt.

Ein gemeinsames technologisches Merkmal aller Legierungsverfahren besteht darin, daß die Sperrschicht jedes Diodenkristalls individuell hergestellt wird. Demgegenüber zeichnen sich Diffusionsverfahren dadurch aus, daß man den pn-Übergang in der unzerteilten Halbleiterplatte erzeugt und diese anschließend in Einzelkristalle der gewünschten Größe zerlegt. Bild 11 zeigt eine diffundierte Leistungsdiode. Zur Herstellung geht man z. B. von p-leitenden Siliziumplättchen (20 mm

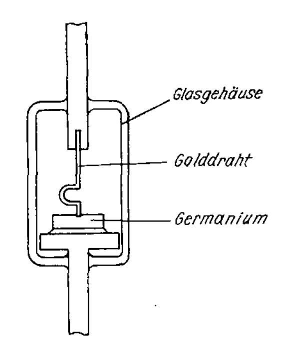


Bild 10
Schnitt durch eine Germanium-Golddrahtdiode

Durchmesser) der gewünschten Dicke (0,4 mm) aus, wie sie beim Zersägen eines Einkristalls anfallen.
Nach sorgfältiger Reinigung wird bei 1100 bis 1300 °C auf einer Seite der Platte Phosphor zur Erzeugung der Sperrschicht und gleichzeitig oder anschließend auf der anderen Seite Bor zur Erleichterung der Kontaktierung eindiffundiert. Im Anschluß an den Diffusionsprozeß entfernt man die dabei entstehenden Oxidschichten mechanisch oder chemisch und plattiert beidseitig mit Gold oder Nickel, damit man einen sperrfreien Metall-Halbleiterkontakt erhält. Nun zerlegt man die Scheiben durch Ritzen und Brechen oder Schneiden mit Ultraschall in einzelne Diodenkristalle (3 mm Durchmesser),

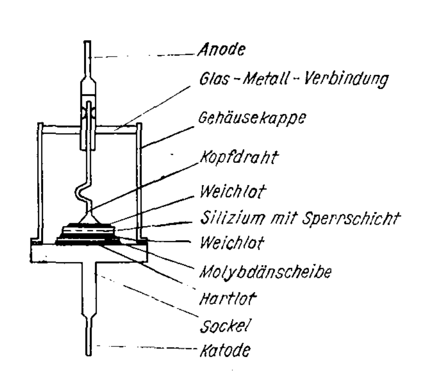


Bild 11
Aufbau eines Siliziumgleichrichters

die auf den Gehäusesockel gelötet werden. Um bei Leistungsdioden eine Anpassung der thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Silizium und Sockelmaterial (meist Kupfer) zu erreichen, lötet man eine Molybdänscheibe ein. Nach dem Lötprozeß reinigt man die Kristalloberfläche sorgfältig durch Ätzen und versieht sie mit einer Silikon-Schutzschicht. Anschließend wird die Diode hermetisch verschlossen und gealtert. Auf diese Art und Weise lassen sich durch Variation von Ausgangsmaterial, Diffusionsbedingungen und Kristallgröße nahezu alle gewünschten Sperrschichteigenschaften herstellen.

Auch die Planar-Technik, die sich bei Transistoren immer mehr durchsetzt, wendet man zur Herstellung von Dioden an. Dabei wird auf der Siliziumoberfläche thermisch eine maskierende Oxidschicht erzeugt, die man nur an den Stellen anschließend wieder entfernt, an denen eine Dotierung durch Diffusion erfolgen soll. Dadurch lassen sich große, aber auch extrem kleine Sperrschichtflächen erzeugen.

In neuester Zeit wird auch die *Epitaxie*-Technik, die bei Transistoren inzwischen eine wichtige Rolle spielt, in der Diodenfertigung benutzt. Das Prinzip des Epitaxie-Verfahrens besteht darin, z. B. auf hochdotiertes Silizium durch thermische Zersetzung von extrem reinem Siliziumchloroform eine gering dotierte, dünne Siliziumschicht aus der Gasphase einkristallin aufwachsen zu lassen. Dadurch kann man Schichtenfolgen erzeugen, die unterschiedliche Dotierung, definierte Dicken und scharfe Übergänge aufweisen, wie sie beispielsweise zur Herstellung von Dioden für hohe Frequenzen wünschenswert sind.

3.2. Sonderformen

Neben den bereits beschriebenen, den Kern der modernen Diodentechnik darstellenden Formen sind in letzter Zeit noch einige Sonderformen von Dioden bekannt geworden, die für spezielle Verwendungszwecke Vorteile bieten. Die eine Gruppe benutzt physikalische Vorgänge im Sperrbereich, die andere solche im Durchlaßbereich. Die Vierschichtdioden dagegen

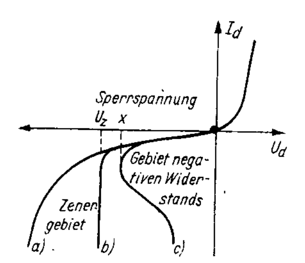


Bild 12
Verschiedener Verlauf des Sperrastes von Halbleiterdioden

bilden durch geeigneten Aufbau Eigenschaften von Glimmröhren und Thyratrons nach.
Zur Erläuterung der Sonderformen betrachten wir zunächst die Sperrkennlinie von Dioden. Bild 12 zeigt 3 in der Praxis vorkommende Fälle.
Der gewöhnliche Fall ist a, bei dem der Sperrstrom zunächst allmählich, dann immer stärker ansteigt, bis die Diode (meist durch thermische Überlastung der Sperrschicht) durchschlägt. Die Geschwindigkeit der Ladungsträger bei der hohen Sperrspannung bewirkt Stoßionisation im Kristall, daher das Abknicken der Sperrkennlinie.
Der Fall b stellt einen von *C. Zener* um 1935 beobachteten Sonderfall dar. Hierbei bleibt die Durchbruchspannung über einen größeren Strombereich konstant. Dies findet man in erster Linie bei Siliziumflächendioden mit kleinem spezifischem Widerstand des Halbleitermaterials. Die Kennlinie ähnelt in ihrer Art der eines Glimmstreckenstabilisators, nur daß der Effekt bei kleineren Spannungen (2 bis 50 V) einsetzt. Es liegt nahe, derartige Dioden zur Spannungsstabilisierung zu verwenden. Sie verfügen über niedrigen Innenwiderstand, geringe Temperaturabhängigkeit und gute Langzeitkonstanz. In der DDR werden *Zener*-Dioden, wie man sie zu Ehren des Entdeckers dieses Effekts nennt, vom VEB Werk für Fernsehelektronik mit der Typenbezeichnung *ZA 250/6* ··· *15* bzw. *SZ 501* ··· *SZ 524* hergestellt.
Fall c kennzeichnet schließlich den negativen Widerstand im Sperrast. Dieser Effekt wurde bereits 1922 an Bleiglanz- und Pyritkristallen von dem sowjetischen Physiker *Lossew* entdeckt

und von ihm zur Schwingungserzeugung benutzt. (Einen ähnlichen Effekt kennt man auch bei Glimmröhren.) Aus der Kennlinie ist ersichtlich, daß nach Überschreiten einer gewissen Einsatzspannung bei abnehmender Spannung der Strom weiter zunimmt. Definiert man das Verhalten Spannungsänderung/Stromänderung in jedem Kurvenpunkt als *differentiellen* Widerstand, so ergibt sich ab Punkt x der Kurve ein negativer Wert. Jeder Schwingkreis hat jedoch einen endlichen positiven Widerstand (seinen Verlustwiderstand). Schaltet man diesen Verlustwiderstand nun dem mit der Diode erzeugten, und zwar größeren negativen Widerstand parallel, so werden Schwingungen angefacht. Auch wenn der negative Widerstand kleiner als der Verlustwiderstand des Kreises ist, treten bereits Verstärkungseffekte durch Entdämpfung auf. *Lossew* nannte eine mit einer derartigen Diode aufgebaute Schwingschaltung *Kristadyn*; sie hat sich aber auf Grund des instabilen Verhaltens der damaligen Dioden nicht durchsetzen können.

Die durch die Arbeiten des japanischen Physikers *L. Esaki* im Jahre 1957 bekannt gewordene Tunneldiode nutzt einen Effekt im Durchlaßbereich zur Erzeugung eines stabilen negativen Widerstands aus. Ihren Namen *Tunneldiode* verdankt sie dem Tunneleffekt der Elektronen in hochdotiertem Germanium. Elektronen mit geringer Eigenenergie können den Potentialwall durchdringen, ohne Energie aufzuwenden. Das Grundmaterial der Tunneldiode kann Germanium oder Galliumarsenid sein. Es ist niederohmig, auch im negativen Ast.

Damit stellt die Tunneldiode ein niederohmiges, 2poliges Schaltelement dar, das nur geringe Spannungen zur Speisung benötigt. Die Größe des negativen Widerstands, den man mit Tunneldioden erzeugen kann, liegt bei etwa 10 bis 500 Ω.

Bild 13 zeigt den Durchlaßast der Tunneldiode. Man erkennt den Bereich negativen Widerstands. Für die Kennzeichnung der Eigenschaften der Diode genügt die Angabe des Höckerstroms und der Höckerspannung sowie des Talstroms und der Talspannung. Geometrisch sind diese Begriffe sofort klar, wenn man die Kennlinie betrachtet.

Zur hochfrequenzmäßigen Kennzeichnung muß man dann nur die Eigenkapazität und die Grenzfrequenz zusätzlich angeben.

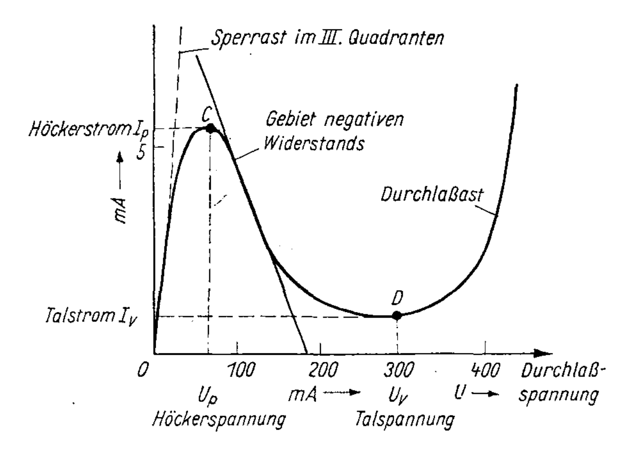


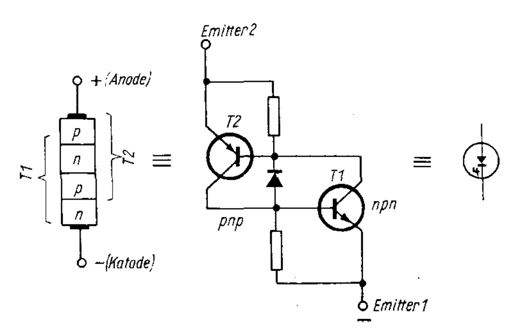
Bild 13 Kennlinie einer Tunneldiode (Durchlaßast)

Will man die Tunneldiode mit bereits bekannten Anordnungen vergleichen, so geschieht das am besten durch Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile.

Vorteile der Tunneldiode	Vorteile des Transistors
— größerer Einsatztemperaturbereich (—100 bis +150 °C)	— relativ bessere Trennung von Ein- und Ausgang
— höhere Grenzfrequenz durch dünnere Sperrschicht ($8 \cdot 10^{-6}$ mm)	— höhere umsetzbare Leistung
— geringeres Rauschen über breitere Frequenzbänder (F = 2 dB möglich)	— höhere mittlere stabile Verstärkung möglich
	— mehrere Stufen können in Kaskade geschaltet werden
— geringere Umschaltzeiten für Impulsvorgänge	
— höhere Widerstandsfähigkeit gegen Kernstrahlungseinflüsse	— breiterer Einsatzbereich in Frequenz und Leistung
	— ist mechanisch stabiler

Zum Abschluß des Abschnitts über Sonderformen von Dioden soll noch die *Shockley*sche Vierschichtdiode beschrieben werden. Sie ist ein Bauelement mit 2 stabilen Zuständen, von denen der eine (Diode offen) hochohmig, der andere (Diode geschlossen) niederohmig ist. Das Verhältnis beider Widerstände kann $10^7:1$ betragen (im geschlossenen Zustand 3 bis 30 Ω). Es folgen in dem Bauelement die Schichten p-n-p-n aufeinander. Bild 14 zeigt den Aufbau und das einstweilige Schaltsymbol für dieses Bauelement. Die Umschaltung vom offenen in den geschlossenen Zustand erfolgt durch Steigerung der an die Diode angelegten Spannung. In dieser Hinsicht ähnelt die Vierschichtdiode der Glimmröhre, die auch bis zum Erreichen der Zündspannung einen hohen Widerstand aufweist, der nach Überschreiten der Zündspannung niederohmig wird. Die Spannungen, bei denen der Umschlag des Innenwiderstands erfolgt, können im Intervall von 10 bis 200 V liegen. Bild 15 zeigt die Meßschaltung für diese Diodenart, während Bild 16 die mit dieser Einrichtung gemessene Kennlinie wiedergibt. Der 50-Hz-Wechselstrom überschreitet den Wert der Einschaltspannung, und damit kann die Knickkennlinie auf einem Oszillografen dargestellt werden. Man wählt die Wechselspannung so groß, daß der Bereich zwischen offenem und geschlossenem Zustand sicher durchfahren wird. Mit Vierschichtdioden lassen sich Kippschwinggeneratoren, Im-

Bild 14 Prinzipieller Aufbau, Ersatzschaltung und Symbol der Vierschichtdiode (Dinistor)



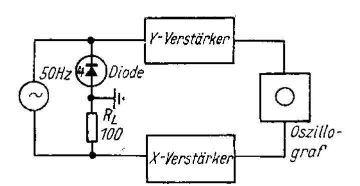


Bild 15
Meßschaltung für
Vierschichtdioden

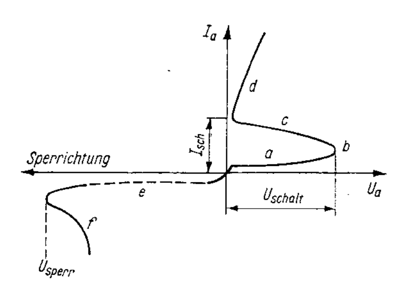


Bild 16 Kennlinie einer Vierschichtdiode

pulserzeuger oder Impulsverstärker aufbauen. Wenn man die Ersatzschaltung in Bild 14 betrachtet, die 2 Transistoren und 1 Diode umfaßt, so erkennt man die Vereinfachung, die mit diesem Bauelement in der Elektronik möglich ist.

3.3. Konstruktive Ausführung von Dioden

Die in Kapitel 3.1. erwähnte pn-Schicht ist zwar die Keimzelle einer Halbleiterdiode, jedoch muß der Ge- oder Si-Kristall vor den Einflüssen der Atmosphäre geschützt werden, so daß sich typische konstruktive Formen der Dioden ergeben. Man unterscheidet grundsätzlich 3 Arten von Diodenkonstruktionen:
— Halbleiterkristall, in Glas eingeschmolzen
— metallverkappte Halbleiterdiode
— plastverkappte Halbleiterdiode
Bevor auf diese Formen eingegangen wird, dürfte eine Aufgliederung der möglichen Diodenarten nach ihrem Einsatz-

zweck nützlich sein. Bild 17 zeigt eine solche Aufstellung für die häufigsten Formen. Innerhalb der 7 Gruppen von Dioden wurden Unterteilungen nach Frequenzen, Schaltzeiten oder Strömen durchgeführt. Bezüglich der Bezeichnung von Dioden gibt es mehrere internationale Systeme.
Das amerikanische System ist am wenigsten aussagekräftig. Dort werden alle Dioden nach dem Schema 1 N bezeichnet. Die 1 bedeutet: 2 Elektroden, der Buchstabe N kennzeichnet den JEDEC-Schlüssel, die Ziffergruppe das Entwicklungsdatum. Man kann also nur erkennen, daß die Diode *1 N 34* älter als die Diode *1 N 4001* ist und sonst nichts.
Im europäischen Raum wird eine Typenbezeichnung benutzt, die aus 2 Buchstaben und 3 Ziffern für Bauelemente der Konsumgüterelektronik, aus 3 Buchstaben und 2 Ziffern für kommerzielle Bauelemente besteht.
Der 1. Buchstabe bezeichnet das Halbleitermaterial:
G oder A = Germanium (im russ. Г)
S oder B = Silizium (im russ. K)
Der 2. Buchstabe beschreibt die Art der Diode oder das Funktionsprinzip. Es bedeuten:

A = Diode, allgemein
E = Tunneldiode
P = Fotodiode
R = Vierschichtdiode
Y = Gleichrichterdiode
Z = Zenerdiode, Referenzelement

Bei den kommerziellen Dioden ist der 3. Buchstabe entweder ein Z, Y oder X und kennzeichnet die professionelle Anwendung, die dann folgenden 2 Ziffern dienen zur Typenunterscheidung.
Bei diesem Schlüssel kann man aus der Bezeichnung schon auf die Anwendung schließen. In der SU werden Dioden mit einem D und einer laufenden Nummer bezeichnet — in neuerer Zeit auch nach einem System, bei dem die 1. Ziffer Auskunft über das Halbleitermaterial gibt. Es ist

1 = G = Germanium
2 = K = Silizium
3 = GaAs = Galliumarsenid (Kennbuchstabe A);

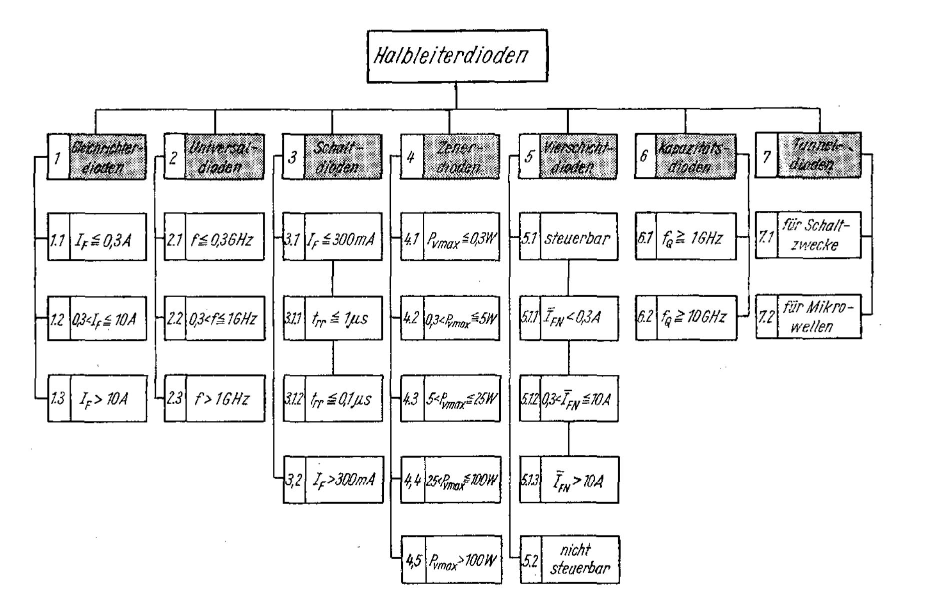


Bild 17 Aufgliederung der Halbleiterdioden nach ihrem Einsatzgebiet

so lautet u. a. die Bezeichnung einer GaAs-Tunneldiode: *3 I 301 A*. Der neue sowjetische Diodenschlüssel ist in der folgenden Tabelle dargestellt.

Tabelle 3 Neuer sowjetischer Diodenschlüssel

1. Bezeichnungselement:

Halbleiter-material	Bezeichnung Ziffer	Buchstabe
Germanium	1	G (Г)
Silizium	2	K (К)
Galliumarsenid	3	A (А)

2. und 3. Bezeichnungselement:

Diodenklasse	2. Element	3. Element ohne Unterteilung nach Leistung	kleine Leistung	mittlere Leistung	große Leistung
Gleichrichterdioden	D	101-399	—	—	—
Universaldioden	D	401-499	—	—	—
Impulsdioden	D	501-599	—	—	—
UHF-Dioden	A	—	—	—	—
Mischdioden		101-199	—	—	—
Videodetektoren		201-299	—	—	—
Modulatordioden		301-399	—	—	—
parametrische Dioden		401-499	—	—	—
Schaltdioden		501-599	—	—	—
Vervielfacherdioden		601-699	—	—	—

Diodenklasse	2. Element	3. Element			
		ohne Unterteilung nach Leistung	kleine Leistung	mittlere Leistung	große Leistung
Gleichrichtersäulen	Z	—	101-199	201-299	—
Gleichrichterblöcke	Z	—	301-399	401-499	501-599
Varikaps	W	101-999	—	—	—
Zenerdioden	S	—	—	—	—
Spg. 1 bis 9,9 V		—	101-199	401-499	701-799
Spg. 10 bis 99 V		—	201-299	501-599	801-899
Spg. 100 bis 199 V		—	301-399	601-699	901-999
Fotodioden	F	101-199	—	—	—
Vierschichtdioden					
gesteuerte	U	—	101-199	201-299	301-399
ungesteuerte	N	—	101-199	201-299	301-399
Tunneldioden	I	—	—	—	—
für Verstärker		101-199			
für Oszillatoren		201-299			
für Impulszwecke		301-399			

Die konstruktive Form der Halbleiterdioden hängt von einer Reihe Faktoren ab wie Herstellungskosten, Einsatzfrequenz, Umgebungstemperatur, im Halbleiter umgesetzte Leistung u. v. a. m. Die Ge- und Si-Glasdiode hat in der historischen Entwicklung der Diodentechnik zuerst die Großserienproduktion bestimmt, später sind dann metallverkappte Dioden hinzugekommen, und heute scheint die Si-Diode im Plastgehäuse den Markt zu bestimmen. Bei den Glasdioden (d. h. den in ein Glasröhrchen eingeschmolzenen Halbleiterdioden) haben sich in Europa 2 standardisierte Größen durchgesetzt:

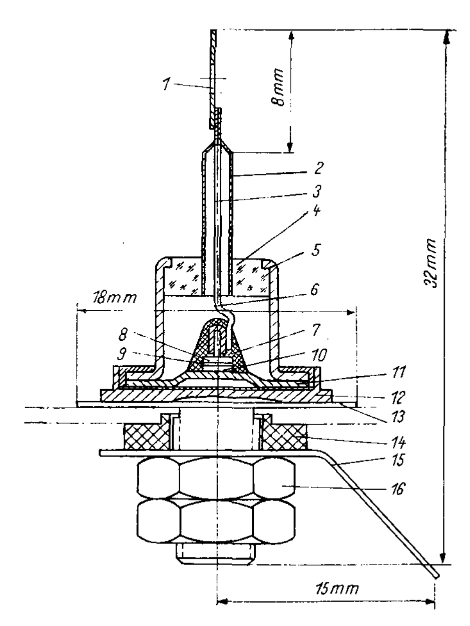


Bild 18 Konstruktiver Aufbau eines Siliziumflächengleichrichters (*D 202*); 1 — Zuleitungsdraht, 2 — Röhre, 3 — innerer Draht, 4 — Isolator, 5 — Gehäuse, 6 — Zuleitung, 7 — Aluminium, 8 — Siliziumplättchen, 9 — Gold-Antimon-Legierung, 10 — Grundplatte, 11 — Kristallhalter, 12 — Metallscheibe, 13 — Glimmerscheibe, 14 — Isolierbuchse, 15 — Kontaktfahne, 16 — Mutter

die große Form mit 4 mm Durchmesser und 13 mm Länge sowie die kleine Form mit 2,6 mm Durchmesser und 7,5 mm Länge. Die Anschlußdrähte haben im allgemeinen 0,6 mm Durchmesser.

Bild 18 zeigt als Beispiel für die konstruktive Ausführung der metallverkappten Leistungsdiode die sowjetische Si-Leistungsdiode *D 202*.

Zur Wärmeableitung dient ein Schraubbolzen, der mit dem eingelöteten Kristallplättchen guten Wärmekontakt hat. Der 2. Anschluß an den Halbleiter wird über eine Glaseinschmel-

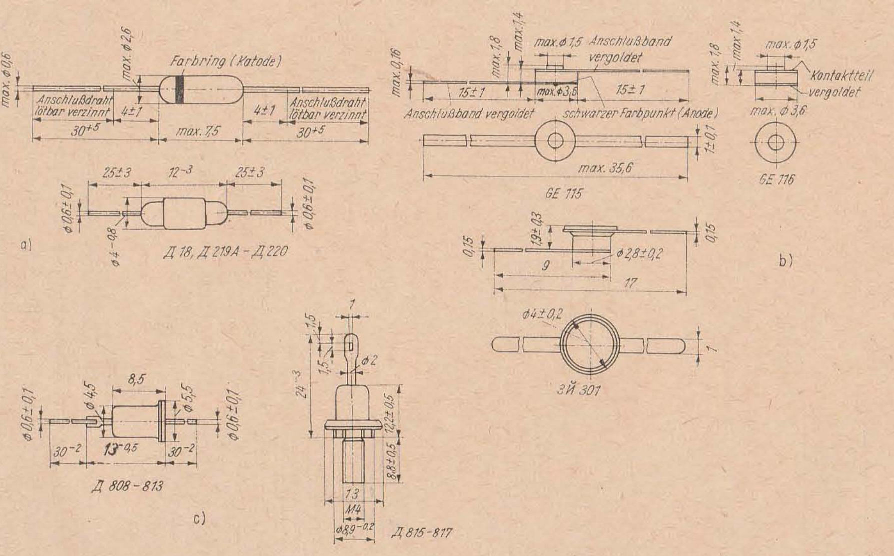


Bild 19 Ausführungsformen von Halbleiterdioden; a — Glasdioden (DDR und SU), b — Tunneldioden (DDR und SU), c — Zenerdioden (SU)

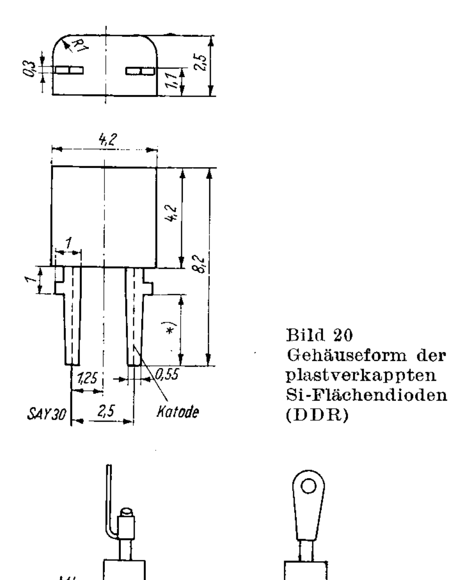


Bild 20
Gehäuseform der plastverkappten Si-Flächendioden (DDR)

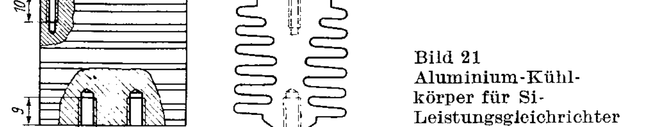


Bild 21
Aluminium-Kühlkörper für Si-Leistungsgleichrichter

zung nach außen geführt. Ein Pol des Gleichrichters liegt also elektrisch am Gehäuse. Es leuchtet ein, daß diese Konstruktion eines Halbleitergleichrichters bei der Herstellung großen Aufwand erfordert. Man hat daher nach billigeren, besser für die Automatisierung geeigneten Umhüllungen gesucht — die neueste Form ist die Plastumhüllung. Dabei werden 2 Wege angewendet: Gießtechnik und Fließpreßtechnik.
Nach Klärung der physikalischen Prozesse der Wechselwirkung zwischen Halbleiterplättchen (in Si-Planar-Epitaxialtechnik) und Verkappungsplastmaterial haben sich diese Bauelemente als mechanisch robuste, billige und zuverlässige Einheiten in

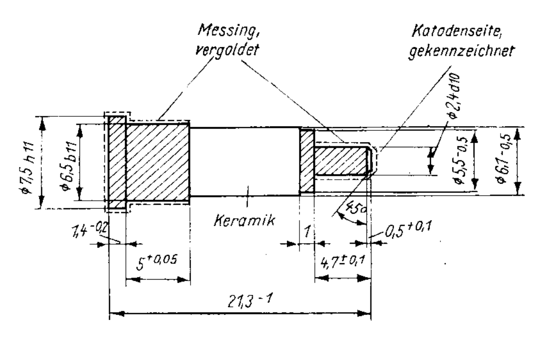


Bild 22 UHF-Diode in Patronenform

der Praxis bewährt. Man rechnet im Jahre 1970 mit einer Weltproduktion von 2 Milliarden Stück.

In der DDR gibt es seit kurzem Miniplast-Dioden und -Transistoren; Bild 20 zeigt die konstruktive Form; Bild 19 die international üblichen Formen von Halbleiterdioden. Glasdioden bilden zur Zeit noch den Hauptanteil bei den billigen Diodentypen. Für Tunneldioden ist eine induktivitätsarme Ausführung aus Stabilitätsgründen wesentlich, daher benutzt man in diesem Fall die flache Pillenform.

Für Gleichrichterdioden mit größerem Stromfluß (ab 10 A) müssen im allgemeinen Kühlkörper zur Abführung der Verlustwärme benutzt werden. Sie sind konstruktiv meist eine Einheit mit dem eigentlichen Gleichrichter und oft stranggepreßte Aluminiumprofilstücke. Bild 21 zeigt den Kühlkörper für die Gleichrichterdioden der Reihe *SY 160 ··· SY 166*.

Für Dioden des UHF- und Zentimeterbereichs wird oft eine keramische Patronenform mit Messingkontaktstücken benutzt. Dies ist notwendig, weil die Dioden von Zeit zu Zeit gewechselt und in Koaxialleitungen eingepaßt werden müssen (Bild 22).

4. Halbleiterdioden als Gleichrichter

Auf Grund der Tatsache, daß ein pn-Übergang in Durchlaßrichtung einen kleinen, in Sperrichtung jedoch einen hohen Widerstand aufweist, kann man ihn als Gleichrichter einsetzen. Nach hohen Frequenzen hin begrenzt die Sperrschichtkapazität, nach hohen Leistungen hin die erzeugte Verlustwärme die Gleichrichterwirkung. Man unterscheidet 2 Arten der Gleichrichtung: die *Kleinsignal-HF-Gleichrichtung* und die *Großsignal-Gleichrichtung* bei Netz- und Tonfrequenzen.

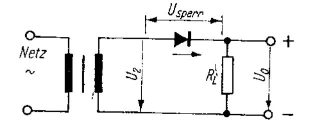
4.1. Netzgleichrichtung

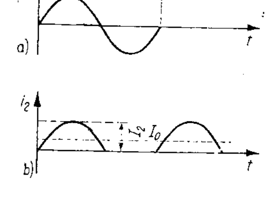
Bereits seit vielen Jahren werden in der Praxis Halbleitergleichrichter in Netzgeräten und Stromversorgungseinheiten eingesetzt. Zuerst waren es Kupferoxydul- und Selengleichrichter, später kamen Ge- und Si-Flächengleichrichter dazu. Es ist interessant, ihre Eigenschaften zu vergleichen, wie es in der nachfolgenden Tabelle geschieht.

Aus der Aufstellung wird klar, daß in Zukunft der Siliziumflächengleichrichter alle vorkommenden Fälle mit bestem Wirkungsgrad zu lösen gestattet. In nahezu allen funktechnischen und elektronischen Geräten werden Gleichspannungen zur Speisung von Röhren- und Transistorkreisen benötigt. Die heute meist ausschließliche Wechselstromversorgung über Starkstromnetze erfordert eine Umformung dieser Stromart in Gleichstrom. Diese Umformung erfolgt über Gleichrichter, deren einfachste Form der Einweggleichrichter (Bild 23) ist. Der Transformator Tr liefert die erforderliche Wechselspannung U_2, die dann über den Gleichrichter Gl zeitweise an den Lastwiderstand R_L angelegt wird. An diesem Widerstand entsteht die pulsierende Spannung U_0, weil die Diode in einer Halbwelle sperrt, in der anderen durchläßt. Im Bild sind weiterhin die Stromimpulse des Sekundärstroms i_2 (Teilbild b)

Tabelle 4 Kenngrößen gebräuchlicher Halbleitergleichrichtsr

	Cu_2O	Se	Ge	Si
spezifische Strombelastung A/cm^2 Einwegschaltung				
selbstbelüftet	0,04	0,07	40	80
fremdgekühlt	0,14	0,20	100	200
Sperrspannung in V	6	25	150	380
maximale Betriebstemperatur °C	50	85	65	140
Δt über + 35 °C	15	50	30	105
Zellenwirkungsgrad η	78 %	92 %	98,5 %	99,6 %
relativer Raumbedarf bei gleicher Leistung	30	15	3	1
Schleusenspannung V	0,2	0,6	0,5	0,7
differentieller Widerstand r diff $\Omega \cdot cm^2$	2	1,1	$4 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$





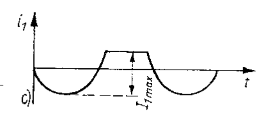


Bild 23
Prinzipschaltung und Spannungsformen des Einweggleichrichters

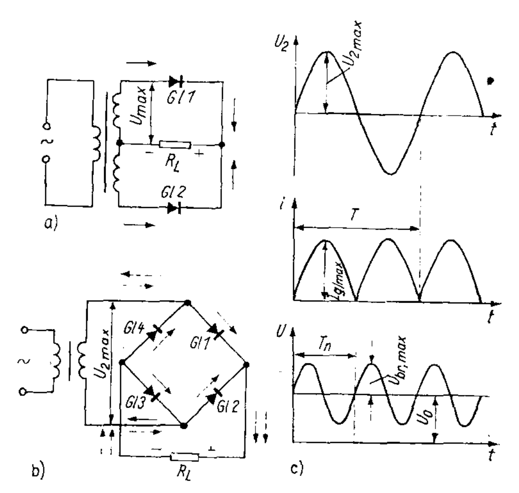


Bild 24 Prinzipschaltung und Spannungsformen des Doppelweggleichrichters mit ohmscher Belastung; a — Schaltung mit Mittelanzapfung des Transformators, b — Brückenschaltung nach *Graetz*, c — Strom- und Spannungsverläufe

und die Kurvenform des Primärstroms i_1 (Teilbild c) wiedergegeben. Für diese einfachste Gleichrichterschaltung gilt folgendes:

— Die Gleichspannungskomponente U_0 an R_L ist beträchtlich kleiner als die Transformatorspannung U_2 ($U_0 = 0{,}45\ U_2$).
— Die Gleichstromkomponente bei sinusförmiger Wechselspannung ist ebenfalls kleiner als i_2 ($I_0 = 0{,}64\ i_2$).
— Der gleichgerichtete Strom durch R_L pulsiert stark; die Brummamplitude beträgt $U_{br} = 1{,}21\ U_0$.
— Die Transformatornennleistung beträgt
$3{,}1\ P_0 = 3{,}1\ U_0 \cdot I_0$.

Man kann nun beide Halbwellen des Wechselstroms zur Gleichrichtung ausnutzen, wenn man Doppelweg-Gleichrichterschaltungen verwendet.
Bild 24 zeigt die beiden Schaltmöglichkeiten, einmal die Mittelpunktschaltung, zum anderen die Brückenschaltung

nach *Graetz*. Teilbild c zeigt die Strom- und Spannungsverläufe in diesen Schaltungen, man erkennt die Brummspannung doppelter Frequenz. Die elektrischen Eigenschaften dieser 3 Grundschaltungen sind in Tabelle 5 zusammengefaßt, und zwar im oberen Teil die Verhältnisse bei rein ohmscher Last, im unteren Teil bei Gegenspannung (kapazitiver Last).
Werte in Klammern gelten bei Widerstandslast mit großer Drossel, die wie folgt dimensioniert sein soll:

$$L > 0{,}2 \frac{U_{br}}{I_0 \cdot f_{br}} .$$

Tabelle 5 Berechnungsgrundlagen für einphasige Wechselstromgleichrichter

Elektrische Kenngröße	Gleichrichterschaltung		
	Einweg-schaltung	Mittelpunkt-schaltung	Brücken-schaltung
Sperrspannung der Diode U_R	3,45 U_0	3,45 U_0	1,73 U_0
Nennstrom I_n	1,0 I_0	0,5 I_0	0,5 I_0
U_{2eff} (Transformator-sekundär-spannung)	2,22 U_0	1,11 U_0	1,11 U_0
eff. Sekundärstrom I_2	1,57 I_0	0,78 (0,71) I_0	1,11 (1,0) I_0
Nennleistung des Transformators P_n	3,1 P_0	1,48 (1,34)P_0	1,24 (1,11) P_0
Brummspannung U_{br}	1,21 U_0	0,48 U_0	0,48 U_0
Brummfrequenz	1 f_1	2 f_1	2 f_1
	mit Gegenspannung		
Sperrspannung der Diode U_R	2,65 U_0	2,5 U_0	1,25 U_0

Elektrische Kenngröße	Gleichrichterschaltung		
	Einweg-schaltung	Mittelpunkt-schaltung	Brücken-schaltung
	mit Gegenspannung		
Sperrspannung bezogen auf			
U_{2eff}	3,12 U_{2eff}	3,12 U_{2eff}	1,56 U_{2eff}
U_{2eff}	0,85 U_0	0,8 U_0	0,8 U_0
I_2	2,1 I_0	1,1 I_0	1,57 I_0
Nennleistung des Transformators P_n	1,73 P_0	1,48 P_0	1,24 P_0
Brumm-spannung	bis 0,05 U_0	bis 0,05 U_0	bis 0,05 U_0
Brumm-frequenz	1 f_1	2 f_1	2 f_1

Die Ladekondensatoren lassen sich aus nachstehenden Näherungsformeln errechnen:

Einwegschaltung $C = 0{,}25 \frac{I_0}{U_{br} \cdot f_{br}}$;

Zweiwegschaltung $C = 0{,}2 \frac{I_0}{U_{br}\, f_{br}}$.

Eine genauere Berechnung des Ladekondensators ist nach einem im folgenden beschriebenen grafischen Verfahren möglich. Wenn die zulässige Sperrspannung für eine Diode überschritten wird, kann man in geeigneter Weise mehrere Dioden in Reihe schalten, ebenso parallel, wenn der zulässige Spitzenstrom für eine Diode überschritten wird. Schaltete man die Dioden ohne Symmetriewiderstände in Serie, dann entfiele auf die Diode mit dem höchsten Sperrwiderstand auch die höchste Teilsperrspannung. Diese Diode könnte dann durchschlagen und damit die ganze Serienkette zum Durchschlagen bringen. Da die Sperrwiderstände sehr unterschiedlich und

dazu temperaturabhängig sind (sie können bei Ge-Dioden zwischen 10 kΩ und 1 MΩ, bei Si-Dioden zwischen 100 kΩ und 20 MΩ liegen), schaltet man jeder Diode einen Widerstand von etwa $^1/_{10}$ des Sperrwiderstands parallel (höchste Umgebungstemperatur berücksichtigen). Damit kurze Impulsspannungen die Dioden nicht überlasten, werden Ausgleichskondensatoren von etwa 5000 bis 20000 pF (mit geeigneter Arbeitsspannung gleich der Sperrspannung der Diode mal 1,5) parallelgeschaltet.
Sollen größere Ströme gleichgerichtet werden, so kann man mehrere Dioden gleichen Typs parallelschalten. Da jedoch auch die Durchlaßwiderstände stark schwanken, ist es zweckmäßig, wie Bild 25 zeigt, jeder Diode einen kleinen Serienwiderstand vorzuschalten und sie nur mit 75 % der zulässigen Werte auszulasten. Die Größe des Serienwiderstands liegt bei Si-Netzgleichrichtern der Reihe *SY 200* bei rund 5 Ω. Zur Vermeidung hoher Spitzenströme durch den Gleichrichter muß ein Mindestgleichstromwiderstand im Kreis vorhanden sein. Dieser Wert (in den der sekundäre Wicklungswiderstand des Transformators eingeht) ist aus den Tabellen der Gleichrichterhersteller zu ersehen. Beim Ersatz eines Selengleichrichters durch einen Si-Gleichrichter muß darauf geachtet werden, daß die Ausgangsspannung meist ansteigt.

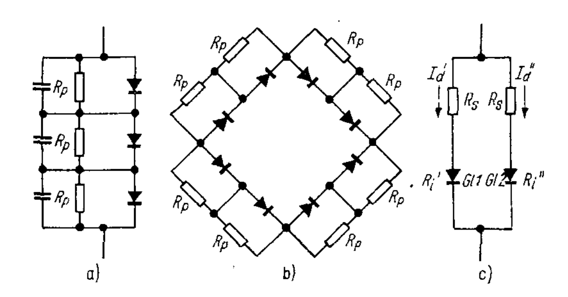
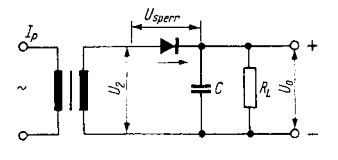


Bild 25 Beispiele für die Parallel- und Serienschaltung von Flächengleichrichtern; a — Serienschaltung mit Parallelwiderständen, b — *Graetz*-Gleichrichter mit seriengeschalteten Zweigen, c — Parallelschaltung mit Reihenwiderständen



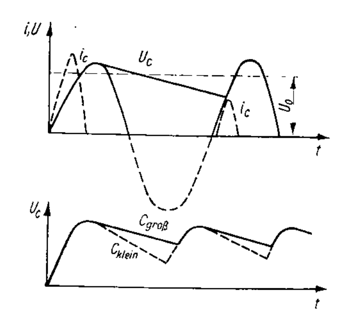


Bild 26
Verhältnisse beim Einphasengleichrichter in Einwegschaltung mit kapazitiver Last; a — Schaltung, b — Strom- und Spannungsverläufe, c — Kondensatorspannung bei verschieden großem Ladekondensator (R_L = konst.)

Bild 26 zeigt die Verhältnisse beim Einweg-Einphasengleichrichter mit kapazitiver Last. Wenn der Gleichrichter eingeschaltet wird, hat der Kondensator zunächst die Spannung 0, und über die Diode fließt ein großer Ladestrom i_c. Je mehr sich der Kondensator auf die Spannung U_0 auflädt, desto kleiner wird der Ladestrom. Wenn der Lastwiderstand R_L nicht vorhanden wäre, würde C auf $U_{2,max}$ aufgeladen und auf dieser Spannung bleiben. Durch den Einfluß des Lastwiderstands R_L nimmt nun die Spannung u_c mit der Zeit ab, und zu Beginn der zweiten Periode der Wechselspannung wird nur der in der Zwischenzeit abgeflossene Ladungsbetrag nachgeladen. Je nach Größe von C und R_L ergeben sich unterschiedliche Spannungsverläufe, wie Bild 26c zeigt. Bei kleinerem C oder kleinerem R_L wird die „Welligkeit" der gleichgerichteten Spannung größer. Zur Berechnung der Gleichrichterschaltung geht man von einer Hilfsgröße A aus, die sich zu

$$A = \frac{3{,}14\, I_0 \cdot R_{gl}}{m \cdot U_0}$$

ergibt. Dabei ist U_0 die geforderte Gleichspannung, I_0 der entnommene Gleichstrom, R_{gl} der Gesamtwiderstand einer Phase, m die Zahl der Phasen.

Der Widerstand R_{gl} setzt sich aus dem Innenwiderstand des Gleichrichters und dem Widerstand des Transformators zusammen. Es gilt: $R_{tr} = R_{sek} + ü^2 R_{prim}$ im Fall nur einer Sekundärwicklung oder $R_{tr'} = 0{,}5\, R_{tr} \left(1 + \frac{P_{sek}}{P_{tr}}\right)$ im Fall des Transformators mit mehreren Sekundärwicklungen. P_{tr} ist die Nennleistung des benutzten Transformators. Die letzte Formel wird dann benutzt, wenn die Leistung aller übrigen Wicklungen 50 % der Gleichrichterkreisleistung übersteigt. Der Koeffizient ist aus Tabelle 6, Seite 54, ersichtlich, die alle für die Berechnung erforderlichen Angaben aufzeigt.

Die Bilder 27 bis 30 zeigen die zur Berechnung der Hilfsgrößen notwendigen Diagramme. Bevor ihre Benutzung erklärt wird (s. S. 53), muß noch die Schaltung des Spannungsverdopplers angegeben werden, weil in manchen Fällen (besonders bei Netzspannungen von 110 V) dieser Spannungsverdoppler eine wirtschaftliche Gleichrichterschaltung ist. Auf ein weiteres Anwendungsbeispiel dieses Verdopplers für die Transistorschalttechnik sei ebenfalls hingewiesen. Man kann aus der

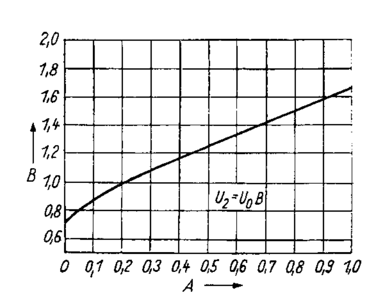


Bild 27
Diagramm zur Gleichrichterberechnung B = f (A)

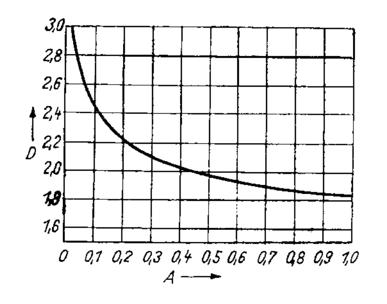


Bild 28
Diagramm zur Gleichrichterberechnung D = f (A)

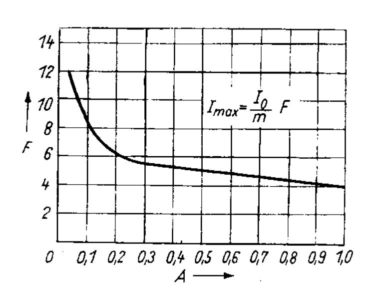


Bild 29
Diagramm zur Gleichrichterberechnung F = f(A)

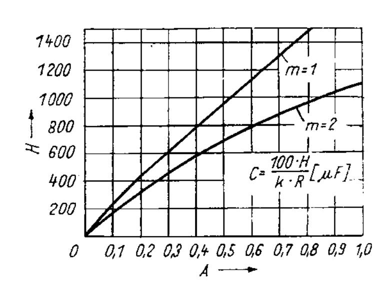


Bild 30
Diagramm zur Gleichrichterberechnung H = f(A)

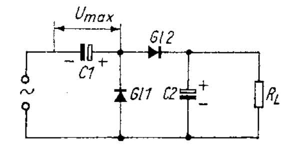


Bild 31
Einphasiger Eintakt-Spannungsverdoppler

Heizspannung in einem Gerät (z. B. 6,3 V) die meist übliche Gleichspannung von 12 V für Transistorverstärker durch Verdopplung ableiten. In Bild 31 ist der Eintakt-Einphasen-Spannungsverdoppler dargestellt. Der Kondensator C2 muß für die doppelte Spannung von C1 ausgelegt sein. Bild 32 zeigt den einphasigen Gegentakt-Spannungsverdoppler. Die beiden Kondensatoren werden gleichstrommäßig hintereinandergeschaltet, und in jeder Halbperiode wird einer von ihnen aufgeladen. Im Leerlauffall beträgt die Spannung $U_{0,max} = 2\sqrt{2}\,U_{\sim}$. Bild 32b zeigt die Spannungen an den Kondensatoren; man erkennt, daß die Brummspannung eine Frequenz von 100 Hz (bei 50 Hz Netzfrequenz!) hat.

Trotz des Ladekondensators im Gleichrichter verbleibt eine Brummspannung, deren Größe für die meisten Anwendungsfälle noch herabgesetzt werden muß. Aus Bild 30 ergibt sich die Größe des Ladekondensators in μF, wenn bei gegebenem A die Hilfsgröße H in die nachstehende Formel eingesetzt wird:

$$C_L = \frac{100\,H}{K_{br}\,R_{gl}}.$$

K_{br} ist dann der Brummspannungskoeffizient in % von U_0. Man wählt K_{br} in den Grenzen 0,05 bis 0,15.

Schaltet man hinter den Ladekondensator nach Bild 33 ein

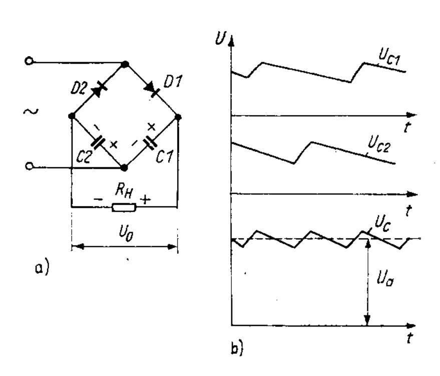


Bild 32 Gegentakt-Spannungsverdoppler einphasig;
a — Schaltung b — Spannungsverläufe

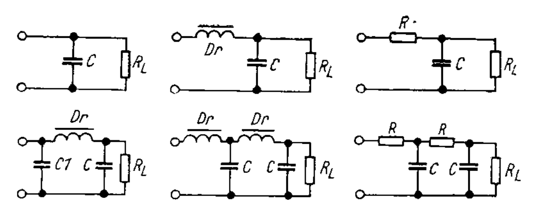


Bild 33 Beispiele für Glättungsfilter

Glättungsfilter, so kann die Brummspannung noch weiter herabgesetzt werden. Für den Siebfaktor K_s gilt:

$$K_s = \frac{U_{br1}}{U_{br2}} = m^2 (2 \pi f)^2 L C_f,$$

wenn ein LC-Filter benutzt wird,
und

$$K_s = m (2 \pi f) R_f C_f$$

beim RC-Filter.

An jedem Filterglied wird jedoch ein Teil der Ausgangsspannung vernichtet, und zwar entweder am Gleichstromwiderstand der Drossel oder am Widerstand des RC-Filters. Dies muß man bei der Berechnung berücksichtigen.

Nun soll zur Erläuterung des Gesagten ein Netzgleichrichter mit Si-Flächendioden (etwa der DDR-Typenreihe *SY 200*) für 250 V und 100 mA Gleichstrom berechnet werden. Er ist für Wechselstromanschluß 220 V/50 Hz auszulegen. Als Gleichrichterschaltung wird die einphasige Gegentaktschaltung mit Mittelanzapfung des Transformators gewählt. Dem Ladekondensator folgt ein 1gliedriges LC-Glättungsfilter. An der Drossel sollen 20 V abfallen; damit wird die an C_L notwendige Gleichspannung $U'_0 = U_0 + \Delta U = 270$ V. Weil der innere Widerstand der Si-Gleichrichter noch unter 10 Ω liegt, kann er vernachlässigt werden, und R_{gl} wird in erster Linie durch R_{tr} bestimmt. Dieser ist näherungsweise

$$R_{tr} \approx 220\,\Omega.$$

Rechnet man dazu noch 10 Ω für R_i, so wird $R_{gl} = 230\,\Omega$. Damit läßt sich die Hilfsgröße A bestimmen:

$$A = \frac{\pi\, I_0\, R_{gl}}{m\, U'_0} = 0{,}133\,.$$

Aus den Bildern 27 bis 30 können nun die anderen Hilfsgrößen abgelesen werden: B = 0,9; D = 2,33; F = 7,5; H = 220. Damit ergibt sich die Spannung einer Hälfte der Transformatorsekundärwicklung $U_2 = B\,U'_0 = 243$ V. Der Strom in dieser Wicklung beträgt $I_2 = 0{,}5 \cdot D \cdot I_0 = 0{,}116$ A. Die Übersetzung des Transformators wird $ü = \frac{243}{220} = 1{,}11$. Damit kann der Primärstrom (wenn nur diese Wicklung auf dem Transformator aufgebracht ist) errechnet werden: $I_1 = 1{,}7 \cdot Ü \cdot I_2 = 0{,}217$ A. Die Sperrspannung für einen Gleichrichterzweig wird dann $U_{sp} = 2{,}85\, U_2 = 692{,}5$ V. Der maximale Strom durch einen Gleichrichterzweig beträgt $I_{max} = 0{,}5 \cdot F \cdot I_0 = 0{,}375$ A. Wählt man den Si-Flächengleichrichter *SY 204*, so genügt er strommäßig völlig, jedoch müssen in jedem Zweig 2 Stück in Serie geschaltet werden. Da der Gleichrichter nicht bei hohen Umgebungstemperaturen betrieben wird, genügen Parallelwiderstände von je 100 kΩ. Es müssen also 2×2 *SY 204* mit insgesamt 4×100 kΩ/1 W parallel angeordnet werden. Wird der Ladekondensator, wie allgemein üblich, mit 16 μF eingebaut, dann ergibt sich für die prozentuale Brummspannung:

$$K_{br} = \frac{100\, H}{C_L\, R_{gl}} = 5{,}9\,\%\,.$$

Die Brummspannung ist damit $U_{br} = 16{,}2$ V. Zur Berechnung des LC-Filters benötigt man noch die zulässigen Werte der Brummspannung am Ausgang. In Tab. 6, S. 54, sind die Werte angegeben, die sich in der Praxis bewährten.

Für das Rechenbeispiel sei 0,1 % Ausgangsbrummspannung gefordert, damit wird der Siebfaktor des LC-Gliedes $K_s = 59 = K_{br}/K_{ausg}$; nun bildet man das Produkt $L \cdot C_f = 10\, K_s/m^2 = 147$ H/μF. Wählt man $C_f = C_L$, so ergibt sich L = 9,1 H (gewählt wird eine fertig erhältliche Drossel von

Tabelle 6 Rechenregeln und Beziehungen für die verschiedenen Gleichrichterschaltungen

Kennwert oder Größe	Schaltung des Gleichrichters (einphasig)			
	Eintakt	Gegentakt mit Mittelanzapfg.	Gegentakt-brücke (*Graetz*)	Gegentakt mit Spannungsverdopplg.
Zahl der Phasen m	1	2	2	1 (ohne Filter) 2 (mit LC- oder RC-Filter)
Wert des Koeffizienten K für 50 Hz	0,09	0,18	0,15	0,04
wirksame Phasenspannung an der Sekundärwicklung U_2	B U_0	B U_0	B U_0	0,5 B U_0
Amplitude der Sperrspannung U_{sp}	2,85 U_2	2,85 U_2	1,42 U_2	2,85 U_2
maximaler Durchlaßstrom I_{max}	F I_0	0,5 F I_0	0,5 F I_0	F I_0
Strom in der Sekundärwicklung I_2	D I_0	0,5 D I_0	0,71 D I_0	0,41 D I_0
Strom in der Primärwicklung I_1	1.2 ü $I_2^2 - I_0^2$	1,7 ü I_2	1,2 ü I_2	1.2 ü I_2
Widerstand der Phase R_{gl}	$R_i + R_{tr}$	$R_i + R_{tr}$	$2R_i + R_{tr}$	$R_i + R_{tr}$

Tabelle 7 Zulässige Ausgangsbrummspannungen

Bestimmung des Gleichrichters	Ausgangs-spannung	Strom	Brumm-spannungs-koeffizient K_{br}
Anoden- und Schirmgitterkreise von Endstufen	200–450 V	0,04–0,2 A	0,1
Anodenkreise von Vorverstärkern	120–250 V	0,01–0,05 A	0,02
Heizkreise direkt geheizter Röhren	1–10 V	0,05–2 A	1
Anodenkreise von Steuersendern	150–400 V	0,02–0,05 A	0,001
Gleichstrom-motoren kleiner Leistung	bis 150 V	bis 0,3 A	2
Transistor-verstärker	1–40 V	bis 0,5 A	0,005

100 H). Weil der Spannungsabfall von 20 V bereits festgelegt wurde, muß der Gleichstromwiderstand der Drossel 200 Ω betragen. Auch das ist ein üblicher Wert. Die Typenleistung des Transformators beträgt $P_{tr} = 1{,}5 \cdot U'_0 \cdot I_0 = 40$ W. Aus einer Transformatortabelle kann dann der erforderliche Transformatorkernquerschnitt bestimmt werden (in diesem Fall z. B. M 74). Bild 34 zeigt die ausgeführte Schaltung.

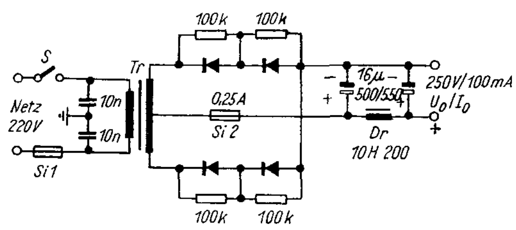


Bild 34 Schaltung eines ausgeführten Netzgleichrichters mit Siliziumflächengleichrichtern

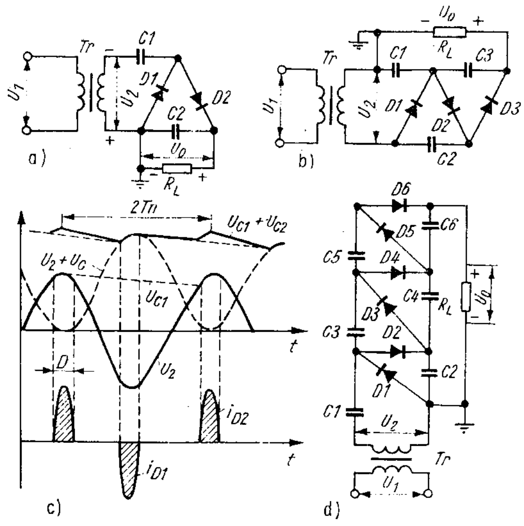


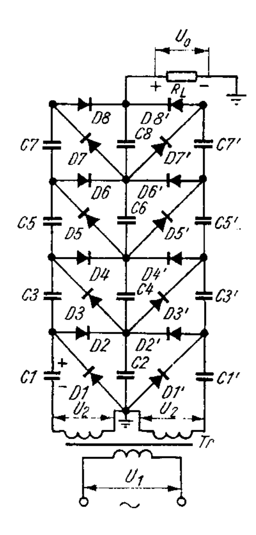
Bild 35 Einphasige Spannungsvervielfacherschaltungen; a — Verdopplerschaltung b — Verdreifacherschaltung usf.

Bei kleinen Lastströmen steht oftmals das Problem der Spannungsvervielfachung aus einer geringen Wechselspannung. Man kann beispielsweise einen Transistormultivibrator zusammen mit einem Spannungsvervielfacher als transformatorlosen Hochspannungsgenerator aufbauen. Bild 35 zeigt einige einphasige Vervielfacherschaltungen, im Teilbild a ist eine Verdopplerschaltung, in b eine Verdreifacherschaltung dargestellt usw. Die Spannungsverläufe in der Schaltung sind gleichfalls angegeben (c). Die Kapazitäten der einzelnen Vervielfacherkondensatoren wählt man gleich, und zwar nach der Formel:

$$C = \frac{I_0}{f\,U_0}\,2\,n\,(n+2)\,10^6 \text{ in } \mu F.$$

U_0 und I_0 sind der geforderte Ausgangsstrom und die Ausgangsspannung, f ist die Speisespannung, n die Zahl der Vervielfacherkaskaden. Bei dieser Dimensionierung beträgt die Brummspannung 6% von U_0. Baut man den Vervielfacher

Bild 36
Schaltung eines zweiphasigen Verachtfachers



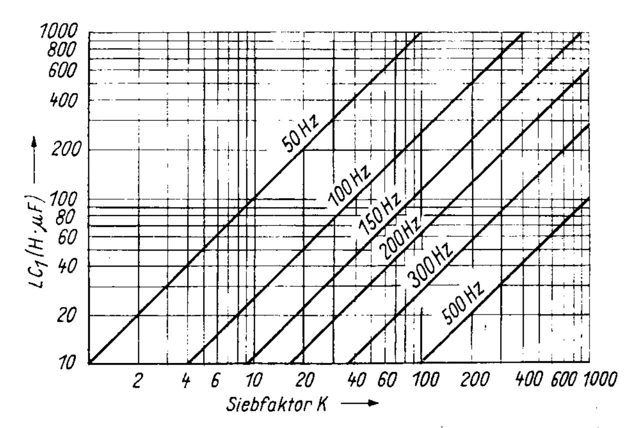


Bild 37 Siebfaktor eines LC-Filterglieds für verschiedene Brummfrequenzen

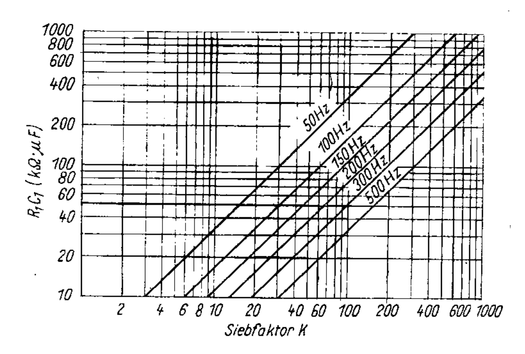


Bild 38 Siebfaktor eines RC-Siebglieds

2phasig auf, dann wird die Brummspannung geringer. Ein Schaltbild eines 2phasigen Verachtfachers zeigt Bild 36.

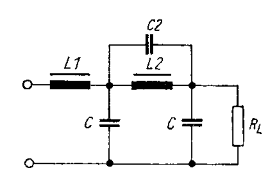
Zur vereinfachten Berechnung von LC- und RC-Siebketten sollen noch 2 Nomogramme angegeben werden (Bild 37 und 38), die für Brummfrequenzen zwischen 50 Hz und 500 Hz und Siebfaktoren von 1 bis 1000 die erforderlichen LC- oder RC-Produkte erkennen lassen.

Abschließend sei noch ein Beispiel für eine 2gliedrige Siebkette durchgerechnet, das zeigt, wie der Aufwand für die Induktivitäten in der 2gliedrigen Siebkette kleiner wird. Für eine Frequenz von 100 Hz soll ein Siebfaktor von 1000 erreicht werden. Es stehen 2 Kondensatoren von je 2000 μF zur Verfügung. Einmal wird ein 1gliedriges LC-Siebglied mit $C_{ges} = 4000\ \mu F$ errechnet, dann ein 2gliedriges. Zu bestimmen sind die Induktivitätswerte. Im 1. Fall ergibt sich

$$L = \frac{K_s}{(2\pi f)^2 C_{ges}} = 1{,}25\ H.$$

Teilt man den Siebfaktor 1000 in 2 Siebfaktoren von je 31,6 (entspricht $\sqrt{1000}$) auf und errechnet man die Teilinduktivitäten, so kommt man auf wesentlich kleinere Werte für die beiden L. Mit $C = 2000\ \mu F$ wird $L_2 = \frac{k_s}{\omega^2 C} = 40$ mH. Man

Bild 39
LC-Siebkette mit Frequenzsperre (Parallelresonanzkreis für f_{Br})



kann also sagen, daß für Siebfaktoren > 25 eine Aufteilung in 2 hintereinandergeschaltete Teilsiebketten günstiger ist.
Eine weitere Verringerung der Brummspannung läßt sich durch Abstimmung der 2. Siebdrossel auf die Brummfrequenz mittels Parallelkondensator erreichen. Bild 39 zeigt die ausgeführte Schaltung. Für eine Brummfrequenz von 100 Hz und mit den Werten des obigen Beispiels ergibt sich C2 mit 10 μF.
Zum Abschluß des Kapitels über den Einsatz der Halbleitergleichrichter in Netzgleichrichterschaltungen soll noch die Messung der Kennlinien mit dem Oszillografen beschrieben werden. Es interessieren die Sperr- und die Durchlaßkennlinie. Bild 40 zeigt die Meßschaltung für die Sperrkennlinie. Der zu prüfende Gleichrichter wird mit einer Halbwellenspannung über einen Schutzwiderstand betrieben. Mittels Regeltransfor-

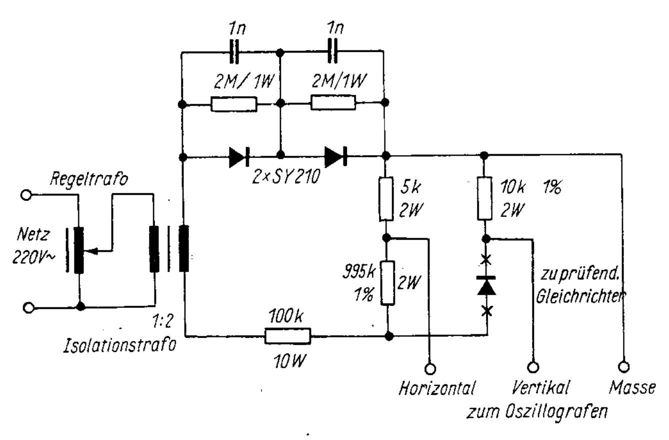


Bild 40 Meßschaltung für die oszillografische Messung der Sperrkennlinie von Halbleitergleichrichtern

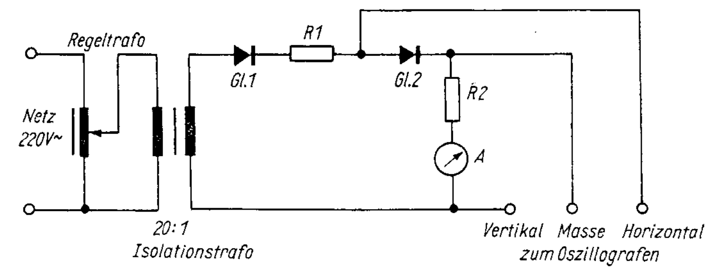


Bild 41 Meßschaltung für die oszillografische Messung der Durchlaßkennlinie von Halbleitergleichrichtern

mator kann die Prüfspannung stufenlos eingestellt werden. Man regelt sie so weit hoch, bis der Durchbruchknick in der Sperrkurve sichtbar wird. Der im Prüfgerät eingebaute Gleichrichter soll großen Sperrwiderstand und die p-fache Sperrspannung des Prüflings aufweisen ($p = 1{,}5 \cdots 3$), damit er das Meßergebnis nicht fälscht. Die Spannungen reichen meist zur direkten Plattenansteuerung aus. Bild 41 zeigt die Schaltung zur Darstellung der Strom-/Spannungs-Kurve in Durchlaßrichtung. Der die Prüfhalbwellen liefernde Gleichrichter muß gleiche oder größere Strombelastbarkeit haben als der zu prüfende. R1 ist ein Strombegrenzungswiderstand, R2 liefert die Ablenkspannung für den Oszillografen; er ist je nach Gleichrichter zwischen 5 Ω und 50 mΩ zu wählen.
Bei größeren gleichgerichteten Leistungen muß man auf gute Kühlung achten, Gleichrichtergeräte sind mit flinken Feinsicherungen geeigneter Größe abzusichern; gegen Impulsspitzenspannungen hilft meist die C-Beschaltung. Heute hat der Si-Gleichrichter alle übrigen Typen weitgehend in der Praxis ersetzt.
Leistungsgleichrichter können auch noch in anderer Weise praktisch eingesetzt werden. Bild 42 zeigt eine 2stufige Spannungsregelung an einem ohmschen Lastwiderstand im Wechselstromnetz. In der Stellung *Halb an* wird die Last (z. B. ein Heizofen) mit Halbwellen gespeist.
In Bild 43 ist eine Anwendung als Rückstromschalter im Kfz.-Netz wiedergegeben. Der Rückstromschalter im Reglerteil

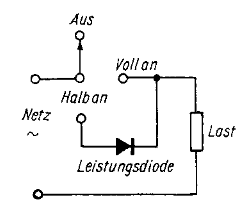
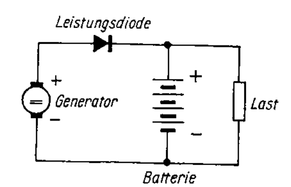
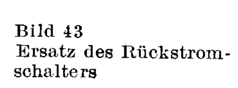


Bild 42
2stufige Spannungsregelung




Bild 43
Ersatz des Rückstrom-
schalters

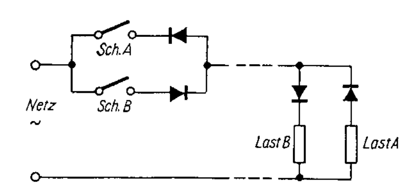


Bild 44 Einzelsteuerung von 2 Lasten über 2 Leitungen

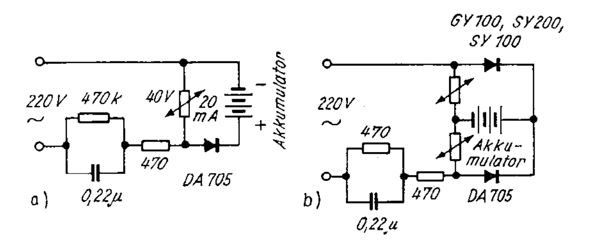


Bild 45 Schaltungsbeispiele von Kleinladegeräten für gasdichte Akkumulatoren; a — Einwegschaltung, b — Doppelwegschaltung

der Autostromversorgung trennt die Batterie dann von der Lichtmaschine, wenn die Lichtmaschinenspannung unter der Batteriespannung liegt, damit kein Rückstrom die Wicklung der Lichtmaschine überlastet und die Batterie sich nicht über diese Wicklung entladen kann. Mit einer Leistungsdiode (die etwa 25 A Durchlaßstrom vertragen muß) läßt sich diese Funktion elektronisch ausführen.

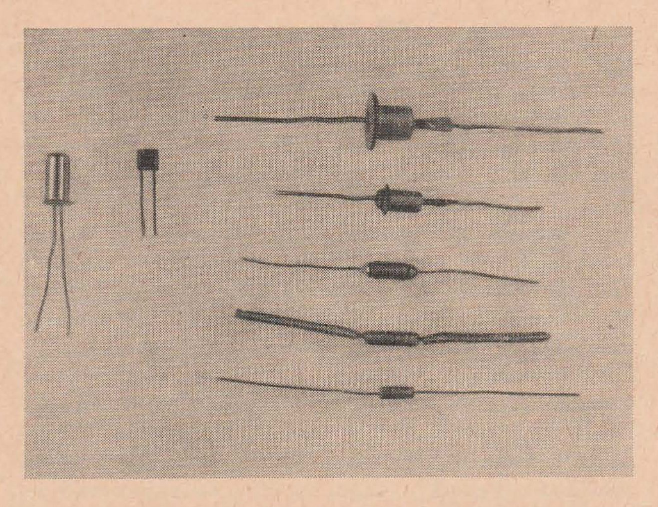
Bild 44 stellt schließlich noch die Einzelsteuerung von 2 Lasten am Wechselstromnetz über 2 Steuerleitungen dar. Je nachdem, welcher Schalter eingeschaltet ist, bekommt der eine oder der andere Lastwiderstand Strom.

Ein transformatorloses Kleinladegerät für gasdichte Akkumulatorenzellen zeigt Bild 45. Bei 50 Hz beträgt der Wechselstromwiderstand eines Kondensators von 0,22 μF nach der Formel $R_c = \frac{1}{2 \pi f C}$ etwa 14 kΩ. Damit fließt im Kreis ein Wechselstrom von 15 mA; die über dem Varistor stehende Wechselspannung wird mit einer Ge-Punktdiode oder mit einer Si-Diode kleiner Leistung gleichgerichtet, die Akkuzellen werden mit einem Ladestrom von rund 10 mA geladen. In Teilbild b ist die Doppelweggleichrichterschaltung zu erkennen; die übrigen Verhältnisse sind analog. Der Widerstand 470 Ω begrenzt den Spitzenstrom im Kreis.

Bild 46 zeigt ein Foto verschiedener Dioden, die Ausführungsformen gehen von der Plastverkappung bis zur Leistungsdiodenform. In der oberen Reihe des unteren Bildes erkennt man 2 DDR-Typen, darunter 2 Leistungsdioden der UdSSR (Ge und Si) sowie einen japanischen Si-Gleichrichter für 600 V/0,5 A in Plastausführung.

4.2. Hochfrequenzgleichrichtung

Neben der Netzgleichrichtung ist die Gleichrichtung von HF-Spannungen in HF-, ZF- und Videokreisen das Hauptanwendungsgebiet der Halbleiterdioden. Dabei fallen besonders die Vorteile der Brummfreiheit (keine wechselstromgeheizte



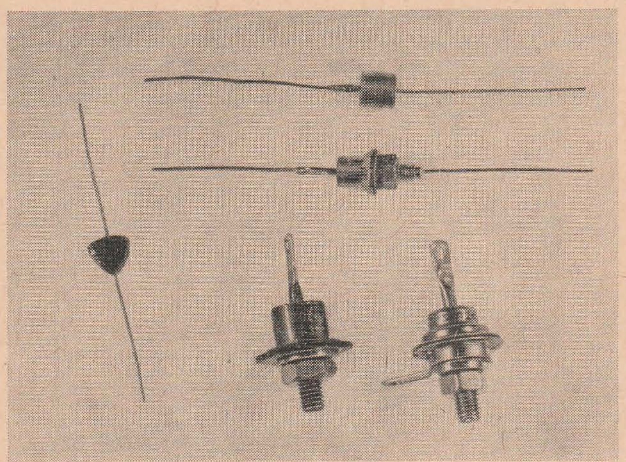


Bild 46 Oberes Foto: Kleinleistungsdiodenformen
Unteres Foto: Gleichrichterdioden

Katode), der geringen Eigenkapazität und der geringen räumlichen Größe ins Gewicht. Der einzige Nachteil der Halbleiterdioden beim schalttechnischen Einsatz liegt in der Temperaturabhängigkeit ihrer Kennwerte. Wenn das Gerät bei hohen Umgebungstemperaturen (oberhalb + 50 °C) arbeiten soll, kommen nur Si-Dioden in Betracht. Für Rundfunkempfänger genügen jedoch in vielen Fällen Ge-Dioden.

Kennt man die Abhängigkeit der Kenndaten von der Temperatur, dann kann man die Schaltung so auslegen, daß unter allen Bedingungen ein einwandfreies Arbeiten gesichert ist. Bild 47 zeigt die Veränderung der Sperr- und Durchlaßkennlinie einer Universaldiode gemäß der Umgebungstemperatur. Die Durchlaßkennlinie gestaltet sich mit T_u steiler, die Sperrkennlinie ebenfalls, so daß man angenähert sagen kann, die Diode wird mit steigender Umgebungstemperatur niederohmiger. Gestrichelt sind die Streuwertgrenzen eingezeichnet. Alle Dioden dieses Typs liegen mit ihren Daten innerhalb des betreffenden Streubereichs.

Natürlich sollte man Ge-Dioden nicht unmittelbar neben stark wärmeabgebenden Bauelementen, wie Endröhren, Leistungswiderständen o. ä., anordnen. Die Dioden sind vor Lichteinfall

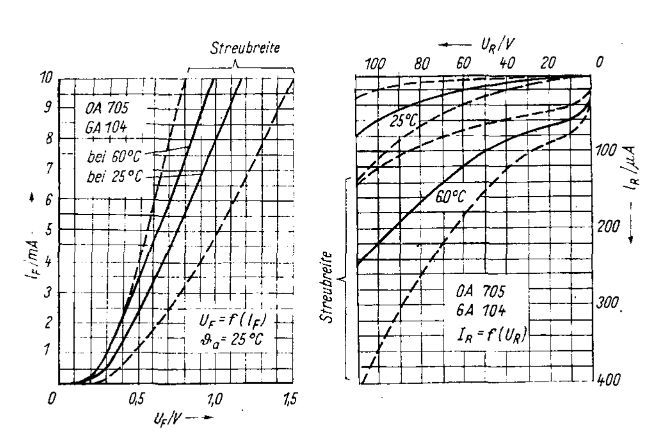


Bild 47 Temperaturabhängigkeit der Kennlinie einer Ge-Spitzendiode

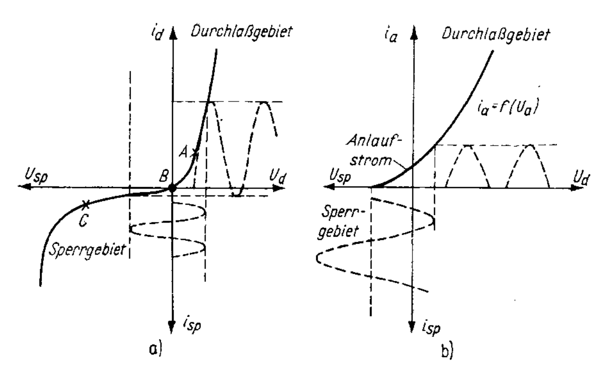


Bild 48 Gleichrichterwirkung von Dioden; a — Halbleiterdiode, b — Röhrendiode

zu schützen, und beim Einlöten in die Schaltung sollte man mindestens 10 mm Anschlußdraht beidseitig stehenlassen. Die Lötung hat kurzzeitig zu erfolgen. Zur Halterung der Diode in der Schaltung benutzt man oft Plastsockel (besonders bei Fernsehgeräten).

Bild 48 veranschaulicht die Gleichrichterwirkung von Halbleiter- und Röhrendiode. Das Prinzip der Gleichrichtung besteht darin, daß z. B. eine sinusförmige HF-Spannung an der Knickkennlinie in einen pulsierenden Gleichstrom umgewandelt wird. Ändert sich die HF-Amplitude oder die Kurvenform, dann ändert sich auch der Mittelwert des Richtstroms. Glättet man diesen noch etwas, dann kann die Hüllkurve der HF-Spannung als NF-Spannung entnommen werden. Je nach der Lage des Arbeitspunkts auf der Kennlinie (Bild 48a) spricht man von A-, B- und C-Gleichrichtung. B- und C-Gleichrichtung werden am häufigsten angewendet. Die C-Gleichrichtung wird auch *Spitzengleichrichtung* genannt.

Das Bild zeigt die B-Gleichrichtung, bei der die Diode nicht vorgespannt ist. Die im Durchlaßgebiet auftretenden unsymmetrischen Spannungen bilden den Richtstrom. Da in der Halbleiterdiode ein endlicher Sperrstrom fließt, treten auch in Sperrichtung kleine Spannungen entgegengesetzter Polari-

tät auf. Bei der Röhrendiode fällt diese Erscheinung weg Vergleicht man beide Kennlinien, dann gilt: Die Röhrendiode hat größeren Durchlaßwiderstand, zeigt Anlaufstrom, aber keinen Sperrstrom. Die Halbleiterdiode weist einen niedrigeren Durchlaßwiderstand auf (einige hundert Ohm), jedoch fließen im Sperrgebiet kleine Ströme.

Bild 49 zeigt die beiden Demodulatorgrundschaltungen für AM-Signale. Es handelt sich um die *Diodenserien-* und die *Diodenparallelschaltung.* C_L glättet die gleichgerichtete Spannung, und an R_L fällt eine im Rhythmus der Modulationsfrequenz schwankende Gleichspannung ab. Über C_k gelangt die Wechselspannungskomponente dieser Spannung an R und an den Ausgang. Die Gleichspannungskomponente an R_L kann man zum Beispiel zur Schwundregelung verwenden, wenn man sie nochmals über ein RC-Integrierglied glättet (genügend große Zeitkonstante wählen). C_L muß für die HF nach Möglichkeit einen kleinen Widerstand, für die NF jedoch einen großen Widerstand bilden, damit alle Modulationsfrequenzen unverzerrt übertragen werden. Man wählt in der Praxis $R_L = 20$ bis 500 kΩ und $C_L = 25$ bis 300 pF (bei großem R_L kleines C wählen). Der LC-Schwingkreis wird durch die Diode bedämpft, und zwar bei der Serienschaltung mit $\frac{R_L}{2}$ bei der

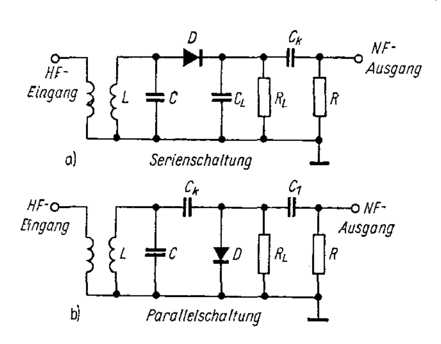


Bild 49 Grundschaltungen des Diodendemodulators; a — Serienschaltung, b — Parallelschaltung

Parallelschaltung $\frac{R_L}{3}$. Verständlich, daß man meist die Serienschaltung findet. Bei einer Spannungsverdopplerschaltung, die man auch zur Gleichrichtung benutzen kann, ist die Bedämpfung $\frac{R_L}{8}$. Wenn der Kreis bei direktem Anschluß der Diode zu stark gedämpft wird (dadurch ergibt sich eine zu breite Resonanzkurve), dann koppelt man an eine Anzapfung der Spule an. Der wirksame Dämpfungswiderstand ändert sich dann mit dem Quadrat des Windungszahlverhältnisses (bei Ankopplung an $\frac{w}{2}$ ist $R' = 4\,R$). Verwendet man die Gleichrichterschaltung nach Bild 49a bei einem Transistorgerät, so ist R_L kleiner zu wählen, meist etwa 5 bis 10 kΩ. C_L kann dann einige Nanofarad groß werden. Rechnet man beispielsweise mit einer ZF-Ausgangsspannung von 100 mV, mit einem Modulationsgrad von 50 % und mit einem Gleichrichterwirkungsgrad von 30 %, dann ergibt sich eine NF-Spannung von 15 mV. Der Gleichrichterwirkungsgrad wird größer mit einem hochohmigen Belastungswiderstand, mit kleinerem Durchlaßwiderstand der Diode und mit größerem Modulationsgrad des Signals. Mit einer geeigneten HF-Flächendiode (Basis-Emitter-Sperrschicht eines HF-Transistors) lassen sich Wirkungsgrade bis 70 % erzielen. In jedem Fall dämpft jedoch die Gleichrichterschaltung (Verstärkung < 1).

Die geringen HF-Spannungen, die bei direkter HF-Gleichrichtung oder nach einem Transistorverstärker auftreten, werfen jedoch noch ein anderes Problem auf. Im Gebiet sehr kleiner Signale ist die Diode nämlich nicht mehr ein nichtlineares Bauelement mit Knickkennlinie. Betrachtet man den Kennlinienbereich um den Nullpunkt genauer, dann erkennt man, daß Fluß- und Sperrgebiet stetig ineinander übergehen, wie die logarithmische Darstellung in Bild 50 zeigt. Unterhalb von 10 mV verhält sich die Diode wie ein ohmscher Widerstand. Die gestrichelte Kurve gilt für eine Umgebungstemperatur von $+60\,°C$. Bildet man das Verhältnis $\frac{U}{I} = R$ als

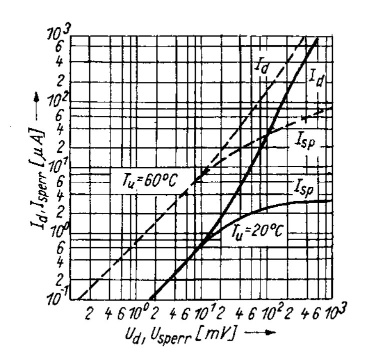


Bild 50
Sperr- und Durchlaßströme in Nullpunktnähe der Diodenkennlinie bei 2 verschiedenen Umgebungstemperaturen (Germaniumspitzendiode)

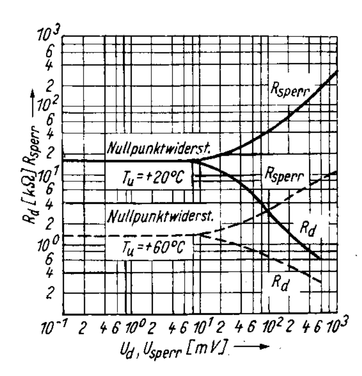


Bild 51
Sperr- und Durchlaßwiderstand einer Germaniumspitzendiode in Nullpunktnähe

Funktion von U_d und U_R, dann ergibt sich eine Kennlinie gemäß Bild 51. Bei einer Spannung von 100 mV an der Diode beträgt das Verhältnis $R_{sperr}/R_{durchl} = 16:1$; unterhalb 20 mV ist es 1:1. Durch eine Vorspannung in Flußrichtung (die einen Flußstrom von 50 bis 200 μA bewirken soll) kann der Gleichrichterwirkungsgrad bei kleinen Signalen verbessert werden. Günstiger ist der Einsatz der sogenannten *Backwarddiode*, einer „entarteten" Tunneldiode, die einen hohen Gleichrichterwirkungsgrad bei kleinen Spannungen aufweist. Durch geeignete Herstellungstechnologie wird eine Tunneldiodenkennlinie ohne negativen Widerstandsbereich erzeugt. Eine derart gewonnene Diode ist eine Flächendiode mit sehr

Bild 52
Kennlinienvergleich zwischen Tunnel- und Backwarddiode
a — Tunneldiode, b — Backwarddiode

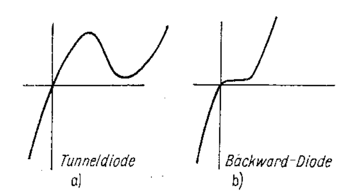
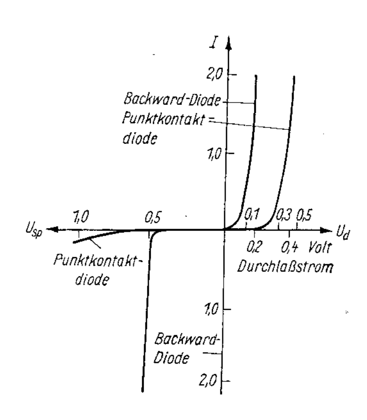


Bild 53
Kennlinienvergleich von Punktkontakt- und Backwarddiode



geringem Flußwiderstand und geringer Sperrspannung, jedoch hoher Nichtlinearität und eignet sich sehr gut für Gleichrichterzwecke in Transistorschaltungen. Bild 52 zeigt den Kennlinienunterschied zwischen Backward- und Tunneldiode, während in Bild 53 der Vergleich zwischen Punktdiode und Backwarddiode dargestellt ist. Bei kleinen Signalen kann man die Diode als leistungsproportionalen Gleichrichter ansehen; die Ausgangsspannung ist der Eingangsleistung proportional. Während man mit einer Punktkontaktdiode eine Grenzleistung von 10^{-7} W anzeigen kann, läßt sich mit einer Backwarddiode noch eine Leistung von 10^{-9} W nachweisen (leider sind Backwarddioden bisher nicht im Fertigungsprogramm unserer Halbleiterindustrie enthalten). In jedem Fall hat die Backwarddiode eine kleine Sperrspannung — meist weniger als 0,5 V, so daß sie vor Überspannungen geschützt werden muß (z. B. durch einen Diodenbegrenzer).

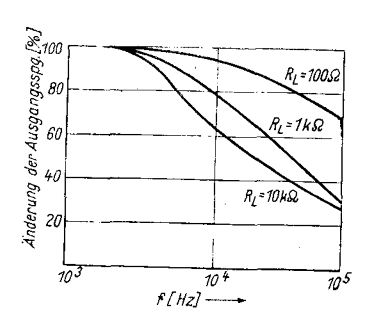


Bild 54
Frequenzgang einer Diodengleichrichterschaltung als Funktion des Lastwiderstands

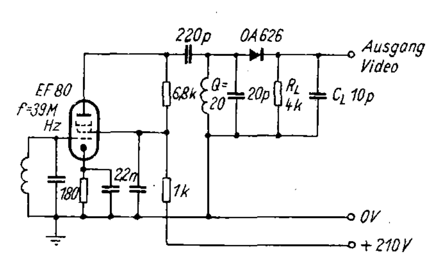


Bild 55 Videodemodulatorschaltung mit Germaniumspitzendiode (U_{ausg} = 0,1 bis 3 V, Δf = 4 MHz)

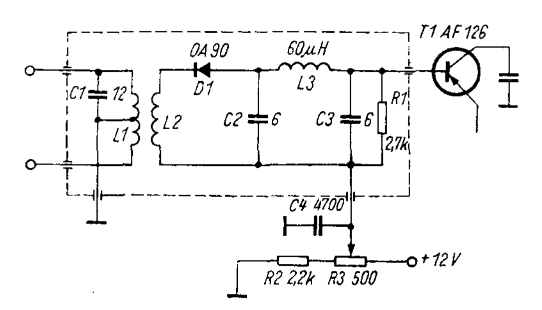


Bild 56 Videodemodulatorschaltung (Transistorfernsehgerät)

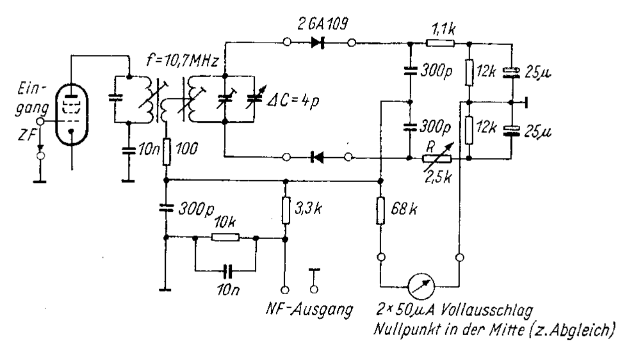


Bild 57 FM-Demodulator (Ratiodetektor) mit Germaniumdioden

Will man nach der Gleichrichtung ein breites Frequenzband als Niederfrequenz verzerrungsfrei übertragen (in der Meßtechnik, bei *Hi-fi*-Geräten oder bei Fernsehempfängern), so muß man die Gleichrichterschaltung niederohmig auslegen. Bild 54 zeigt gemessene Frequenzgänge eines breitbandigen Diodendemodulators. Man erkennt, daß mit $R_L = 10\,k\Omega$ ein Frequenzband bis etwa 10 kHz verzerrungsfrei übertragen werden kann, mit 100 Ω Lastwiderstand ergibt sich eine Bandbreite von 100 kHz, jedoch sinkt dabei der Wirkungsgrad der Gleichrichtung bereits ab. Noch größere Bandbreiten benötigt man bei der Videogleichrichtung im Fernsehempfänger. Bild 55 zeigt eine Röhrenschaltung. Die letzte ZF-Stufe arbeitet auf einen 39-MHz-Resonanzkreis mit der Güte 20. An diesen Kreis ist die Ge-Diode mit $R_L = 4\,k\Omega$ und $C_L = 10$ pF direkt angeschaltet. Mit den im Bild angegebenen Werten beträgt die Videobandbreite knapp 5 MHz. In Bild 56 ist eine Videodemodulatorschaltung für ein Transistorfernsehgerät wiedergegeben. Die Diode arbeitet über ein Tiefpaßfilter mit rund 4 MHz Grenzfrequenz auf den Lastwiderstand 2,7 kΩ. Die Kopplung zur 1. Videoverstärkerstufe erfolgt direkt.

Bild 57 zeigt eine weitere Verwendungsmöglichkeit für Halbleiterdioden: den Frequenzdemodulator. Sowohl der Fernsehton als auch die UKW-Programme werden mittels FM-Verfahren übertragen. Der Ratiodetektor (Schaltung siehe

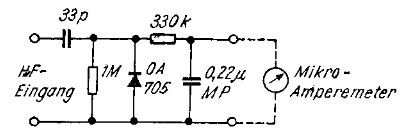


Bild 58 Schaltung eines HF-Tastkopfs mit Germaniumdiode

Bild) hat gute elektrische Eigenschaften. Die Ge-Dioden werden als Paare geliefert. Die erzeugbare NF-Spannung liegt bei 0,1 bis 0,5 V. Das im Bild eingezeichnete Mikroamperemeter wird nur zum Symmetrieabgleich benutzt, den man mit ΔC und R durchführen kann.
Oft erfordert der Abgleich von Amateur-HF-Geräten ein HF-Voltmeter, das möglichst dämpfungsarm Spannungen im Frequenzbereich 0,05 bis 200 MHz bei Amplituden zwischen 0,1 V und 10 V Spitzenspannung in mehreren Bereichen zu messen gestattet. Ein Röhrenvoltmeter steht nicht immer zur Verfügung, so kann man sich mit einem Tastkopf nach Bild 58 helfen. Über einen kleinen Trennkondensator (33 pF) wird die HF-Spannung der Diodenparallelschaltung zugeführt; ein RC-Glied dient zur Glättung der gleichgerichteten Spannung. Zur Anzeige wird ein möglichst empfindliches Mikroampere-

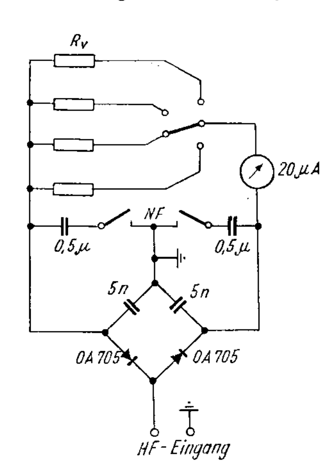


Bild 59
Prinzipschaltung eines HF-Vielfachmessers mit Doppelweg-Spannungsverdopplung

meter benutzt (50 μA, $R_i = 1$ kΩ). Zum Abgleich von Kreisen auf Resonanz setzt man den Tastkopf ungeeicht ein, in anderen Fällen muß man ihn durch Vergleich mit einem Röhrenvoltmeter eichen. Die Industrie baut auch röhrenlose Hochfrequenz-Spannungsmesser (Bild 59). Die Schaltung besteht aus einer Doppelweg-Spannungsverdopplerbrücke mit 2 Ladekondensatoren. Die Spitzenspannung an ihnen wird mit einem hochohmigen Voltmeter gemessen. Für die Messung im NF-Gebiet sind die Ladekondensatoren von 5 nF zu klein, man schaltet ihnen 2 größere Kondensatoren parallel. Höhere Spannungen als die Sperrspannungen der Dioden können über einen kompensierten, kapazitiven Spannungsteiler 1:10 gemessen werden.

5. Halbleiter in Impulsschaltungen

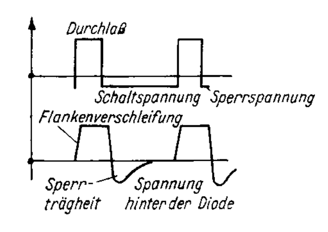
Obwohl in der allgemeinen Amateurpraxis Impulsschaltungen seltener benutzt werden, muß man doch über die Eigenschaften der Diode bei Impulsbetrieb Bescheid wissen, denn z. B. in der Rechenelektronik oder in der Automatisierungstechnik finden Dioden im Impulsbetrieb häufig Anwendung. Mit der wachsenden Arbeitsgeschwindigkeit in Impulsschaltungen ergaben sich immer neue Anforderungen an die Halbleiterbauelemente. Man setzte zuerst Ge-Spitzendioden ein, die später von Si-Punktdioden abgelöst wurden. Heute benutzt man Ladungsspeicher-Schaltdioden, Mesadioden oder Epitaxial-Planar-Dioden in Impulsschaltungen.

5.1. Dioden als Begrenzer, Pegelhalter und Koppelelemente

Grundlage für die Anwendung der Dioden in Impulsschaltungen ist die Tatsache, daß diese in Flußrichtung einen kleinen, in Sperrichtung dagegen einen hohen Widerstand haben. Die Diode kann daher als elektronischer Schalter (EIN = Durchlaß, AUS = Sperren) verwendet werden. Die Verhältnisse bei Gleichstrom sind nicht unmittelbar auf Impulsbetrieb übertragbar. Bild 60 zeigt das Schaltverhalten von Halbleiterdioden. Legt man einen idealen Rechteckimpuls (obere Kurve) an die Diode, und zwar so, daß diese von Durchlaß auf Sperren geschaltet wird, so ergibt sich nach der Diode eine Impulsform, wie sie die untere Kurve zeigt. Der Rechteckimpuls wird verformt:

- es tritt eine Flankenverschleifung durch die Diodenkapazität und durch die endliche obere Grenzfrequenz der Diode auf;
- es erfolgt ein Durchschwung des Impulses durch die Sperrträgheit. Bei welchen Impulsdauern das geschieht, hängt

Bild 60
Schaltverhalten von Halbleiterdioden



von der Konstruktion und Technologie der Diode ab. Bei Flächendioden (*SY 100* o. ä.) ist das bereits bei Impulsen von 10 bis 50 μs der Fall, während geeignet gebaute Dioden noch Impulse von 0,05 μs formgetreu übertragen können. Vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin werden sogenannte *schnelle* Schaltdioden der Typen *SAY 11* (Sperrverzögerungszeit 4 ns) oder *SAY 30* hergestellt, die sich gut für Impulszwecke eignen.

Bild 61 zeigt eine Torschaltung mit einer Diode. Die Wirkungsweise der Torschaltung besteht darin, daß sie 2 von außen beeinflußbare Zustände hat: *Ohne* angelegte Sperrspannung läßt sie den Impuls durch, *mit* angelegter Sperrspannung dämpft sie ihn sehr stark. Die Schalterwirkung kann natürlich auch in Kreisen mit Sinusspannungen (NF oder HF) vorteilhaft verwendet werden. Die in Bild 61 angegebenen Spannungskurven erläutern das Gesagte.

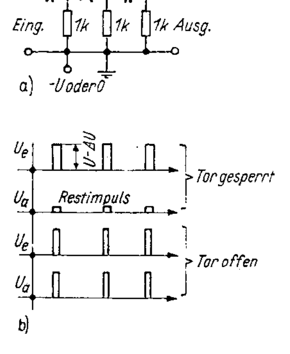


Bild 61
Einfache Torschaltung mit einer Diode

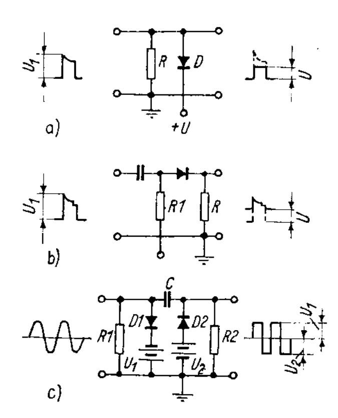


Bild 62 Verschiedene Arten von Diodenbegrenzern: a — einseitiger Maximalwertbegrenzer, b — einseitiger Minimalwertbegrenzer, c — doppelseitiger Begrenzer (Clipper)

Ein Anwendungsbeispiel solcher Torschaltungen ist die Bildung von Impulsgruppen. Wird das Tor mit kurzen Impulsen beaufschlagt und die Sperrspannung über einen bistabilen Multivibrator erzeugt, dann kann man durch einen *Startimpuls* das Tor öffnen und durch einen *Stopimpuls* wieder schließen. Ist eine geeignete Torimpulslänge gewählt, z. B. 1 s, dann kann man die in dieser Zeit durchlaufenden Impulse zählen — ein Prinzip, das man bei Zählfrequenzmessern benutzt.
Bild 62 zeigt die bekanntere Verwendung von Dioden als Begrenzer. In Bild 62a wird die Diode in Sperrichtung mit einer Spannung + U vorgespannt. Sie hat einen hohen Widerstand. Führt man R eine Spannung zu, die größer als U ist, dann wird beim Überschreiten dieses Wertes U die Diode leitend und hat nun einen kleinen Widerstand. Der Spannungsteiler $R:R_d$ setzt die Spannung, die über U hinausgeht, so stark herab, daß diese praktisch U kaum überschreitet. Wählt man R = 4,7 kΩ und eine Golddrahtdiode (z. B. *OA 720* oder *OA 741*) mit einem Durchlaßwiderstand von 50 Ω, so wird jede U übersteigende Spannung im Verhältnis 1 : 100 herabgesetzt. Bild 62b zeigt einen Minimalwertbegrenzer mit einer Diode. Mit dieser Schaltung kann man eine Schwelle

in ein Gerät einbauen, so daß nur Spannungen, die einen gewissen Wert U überschreiten, durchgelassen, alle kleineren Spannungen aber unterdrückt werden. Die Schaltung ähnelt der in Bild 62a, nur liegt die Diode im Längszweig und ist mit der Sperrspannung — U vorgespannt. Sie hat für alle Spannungen $<$ U einen hohen Widerstand; erst wenn die Eingangsspannung den Wert U übersteigt, wird sie (ins Durchlaßgebiet kommend) niederohmig. R wählt man einige hundert Ohm groß, R1 liegt zwischen 10 und 100 kΩ. Durch Verändern von U ist es möglich, den Schwellwert einstellbar zu gestalten.

Bild 62c zeigt den doppelseitigen Begrenzer oder *Clipper*. Bei dieser Schaltung wird jede Diode mit einer gewissen Sperrspannung beaufschlagt (in diesem Fall durch die Batterien U1 und U2 angedeutet). Damit erreicht man, daß sie bis zu den Werten U1 bzw. U2 hochohmig sind und erst oberhalb dieser Spannungen jeweils als Kurzschluß wirken.

Führt man diesem Begrenzer eine sinusförmige Eingangsspannung zu, dann ergibt sich eine rechteckförmige Ausgangsspannung. In der Amateurpraxis benutzt man einen solchen Clipper beispielsweise im Modulationsverstärker und erreicht dadurch einen besseren Ausnutzungsgrad des Senders. Die Sprachschwingungen werden dann nämlich auf konstante Amplitude unabhängig vom Aussteuerungsgrad des Modulationsverstärkers gebracht, und damit erhöht sich die mittlere Sendeleistung. Die durch das Begrenzen entstehenden Oberwellen und Verzerrungen beseitigt man durch einen nachgeschalteten Tiefpaß. Der Clipper läßt sich auch mit Zenerdioden ausführen, weil diese durch den Zenerdurchbruch die gleiche Eigenschaft haben wie eine vorgespannte Diode.

Die Verwendung von Dioden in den Impulskreisen eines Fernsehempfängers sei an der Schaltung einer Synchronisierstufe des Transistorfernsehgeräts *Astronaut* beschrieben. Bild 63 zeigt einen Schaltungsauszug. Dem Eingang des Amplitudensiebs T1 wird das Videogemisch vom Videoverstärker zugeführt. Das RC-Glied R1/C2 dient zur Unterdrückung kurzzeitiger Störimpulse. Der in Emitterschaltung arbeitende Transistor T1 verstärkt nur die Synchronimpulse,

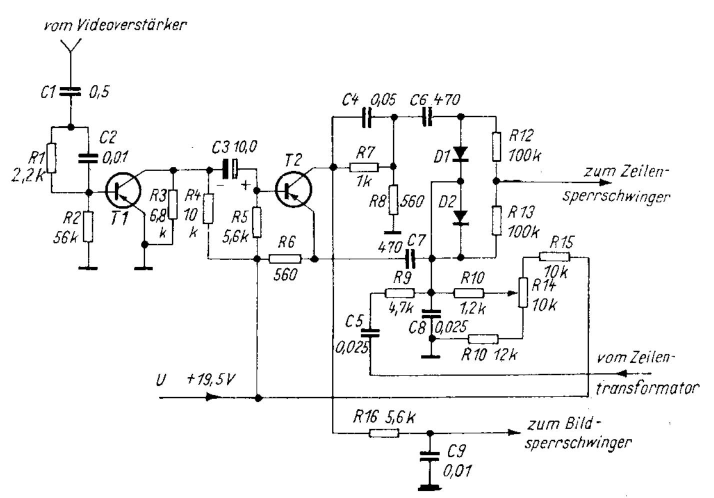


Bild 63 Dioden in Phasenvergleichsschaltung im Transistor-Fernsehgerät *Astronaut*

die man über C3 dem Phasendreher T2 zuleitet. Dieser hat in Kollektor- und Emitterkreis gleiche Lastwiderstände R6 und R8. An den Ausgang des Phasensplitters ist der Phasendetektor mit D1 und D2 angeschlossen. Diesem werden die Zeilensynchronimpulse gegenphasig zugeführt sowie eine Dreieckspannung aus einer Wicklung des Zeilentransformators. Am Ausgang des Phasendetektors leitet man eine Steuerspannung ab, die der Basis des Zeilengenerators zugeführt wird. Die Bildsynchronimpulse werden dem Kollektorkreis von T2 entnommen und gelangen über das Integrierglied R16/C9 zum Bildsperrschwinger.

5.2. Dioden in logischen Schaltungen

Die Grundfunktionen zum Aufbau von Digitalrechenschaltungen sind die Operationen UND — ODER — NICHT-UND und NICHT-ODER. Die beiden letzten lassen sich aus den ersten beiden durch Negation, d. h. durch Verwandlung des O-Signals in ein L-Signal und umgekehrt, ableiten. Man rechnet in der binären Logik nur mit den Signalen EIN (L) und AUS (O), gibt ihnen jedoch gewisse Toleranzen, in denen die Schaltung einwandfrei arbeiten muß.
Zur Veranschaulichung des grundsätzlichen Aufbaus logischer Glieder können die Digital-Dünnschichtbausteine des VEB Keramische Werke Hermsdorf der Reihen D1 und D3 dienen, diese sind in der Zeitschrift *Nachrichtentechnik* beschrieben. Nachfolgend werden 2 Bausteine der sowjetischen Rechenmaschine *URAL-10* dargestellt: der Diodenblock D1 und der Inverter B-1. Der Diodenmodul D1 besteht aus 2 Diodengruppen (Bild 64) mit Widerständen. Sie können einzeln und zusammen benutzt werden für die Funktion UND sowie UND-ODER (2 UND mit je 2 Eingängen und 1 ODER). Will man ein 6faches UND erzeugen, so sind Klemme 1 und 13 zu verbinden, und an Klemme 5 (oder 9) muß eine negative Spannung gelegt werden. Die Klemmen 2, 3, 4, 10, 11 und 12 sind die Eingänge, Klemme 1 (oder 13) ist der Ausgang. Alle Schaltkreise des *URAL-10* arbeiten im Temperaturbereich —10 bis +50 °C, die Speisespannungen sind —27 V, —6,3 V, +6,3 V. Die Maße des Grundbausteins betragen 54 mm ×

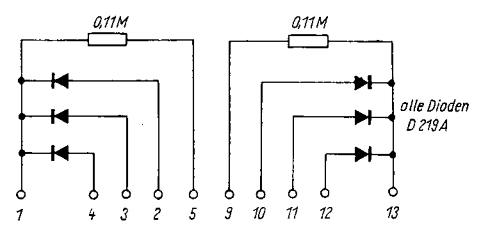


Bild 64 Diodenmodul D1 aus der sowjetischen Rechenmaschine *URAL-10*

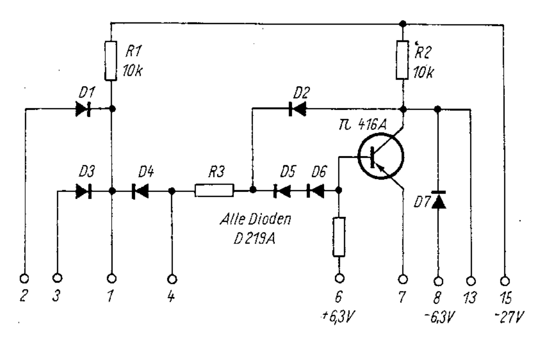


Bild 65 Negatormodul B-1 der sowjetischen Rechenmaschine *URAL-10*

34 mm × 12,5 mm. Mit 7 Grundbausteinen (2 Diodenbausteinen, 2 Invertern mit Diodengruppen, 1 Negatorverstärker, 1 Verzögerungselement und 1 Indikatortreiber) läßt sich die Maschine komplett aufbauen. Der Baustein B-1 ist ein Negator mit Eingangsdiodenlogik; Bild 65 zeigt seine Schaltung. Die Dioden D1 und D3 bilden mit dem Widerstand R1 und der Spannungsquelle −27 V eine UND-Schaltung, die Diode D4 mit Eingang 4 eine ODER-Schaltung. Der Negator (Inverter) ist mit dem Transistor *P 416* bestückt, der im Schaltbetrieb arbeitet. D5, D6 und die Diode D2 im Gegenkopplungskreis gewährleisten den Betrieb als ungesättigte Triggerschaltung. Mit Hilfe der Diode D7 wird der Ausgangssignalpegel auf 6,3 V begrenzt. Die Schaltschnelligkeit des Negators beträgt 0,6 μs. Bei fehlendem Eingangssignal wird das Basispotential durch die Spannungsquellen −27 V und +6,3 V, durch die Widerstände R1, R3 und R4 sowie die Dioden D4, D5 und D6 definiert. In diesem Fall ist das Basispotential negativ und der Transistor geöffnet. Wird an Klemme 2 oder 3 das Eingangssignal mit Pegel 0 angelegt, dann sperrt der Transistor. Hierdurch entspricht das Eingangssignal 0 einem Ausgangssignal 1. Weiter werden Dioden in logischen Schaltungen zum Kodieren und Dekodieren von Signalen benutzt. Dabei ordnet man einer Eingangsimpulsfolge eindeutig eine andersgeartete Ausgangsimpulsfolge zu, z. B. wird eine binäre Eingangs-

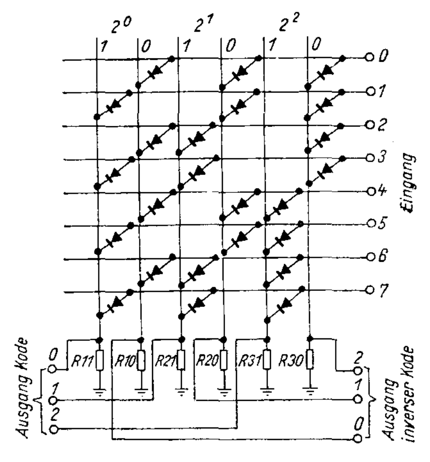


Bild 66 Diodenmatrix für Umkodierung

impulsfolge in eine dekadische Ausgangsimpulsfolge umkodiert. Als allgemeines Beispiel für eine solche Kodiermatrix dient die Schaltung nach Bild 66. Sie hat 8 Eingänge; die vertikalen und horizontalen Leitungen sind über Dioden verbunden. Es werden die Ziffern 1 bis 8 in die Ziffern 000 bis LLL (dual) verwandelt. Umgekehrt stehen die Ausgänge von Zählschaltungen meist binär zur Verfügung, und die Anzeige (durch Glimmröhren o. ä.) soll dekadisch erfolgen. Dabei ist ebenfalls eine Umsetzermatrix zwischenzuschalten.

Auf dem Gebiet der Impulsschaltungen werden auch künftig viele Neuentwicklungen zu erweiterten Anwendungen von Halbleiterdioden führen.

6. Anwendung von Zenerdioden

Der von dem Physiker *C. Zener* 1934 gefundene *Zener*-Effekt beruht auf einer Lawinenbildung der Ladungsträger im Halbleiter bei hohen Sperrfeldstärken. Durch das Herauslösen von Löchern oder Elektronen aus dem Atomgitter nimmt der Widerstand des Materials bei Einsetzen der Lawinenleitung sprunghaft ab. Bei Si-Flächendioden geeigneter Dotierung tritt der Zenereffekt bei Spannungen zwischen 3 V und 100 V auf. In der DDR sind sowohl Leistungszenerdioden als auch Zenerdioden in Glasausführung für $P_V = 250$ mW im Produktionsprogramm. Man kann die Anwendung der Zenerdioden in 2 Bereiche einteilen:

- Einsatz bei Spannungskonstanthaltern und als Koppelelemente in Gleichstromverstärkern,
- Einsatz als spannungsgesteuerte Kapazitäten in HF-Kreisen.

6.1. Zenerdioden in Stabilisierungsschaltungen

Man nutzt den Zenerdurchbruch im Sperrast der Kennlinie zu Stabilisierungszwecken aus, der eine ähnliche Charakteristik aufweist wie die Strom/Spannungs-Kennlinie einer Glimmröhre. Bild 67 zeigt die Kennlinien der Niederleistungszenerdioden der Reihe *ZA 250/5 · · · ZA 250/9*, aus denen sich das grundsätzliche Verhalten erkennen läßt. In Durchlaßrichtung haben sie eine Schleusenspannung von 0,7 bis 0,8 V und einen geringen Durchlaßwiderstand zwischen 2 Ω und 10 Ω. In Sperrrichtung unterhalb der Zenerspannung tritt ein hoher Sperrwiderstand auf (meist größer als 10MΩ), der bei Überschreiten der Zenerspannung rasch kleine Werte annimmt. Man kann die Steigung der Kennlinie im Zenergebiet durch einen *dynamischen Widerstand* r_Z annähern. Dieser ist eine Funktion des Zenerstroms und liegt in den Größen von 3 bis 100 Ω je nach Typ. Bild 68 zeigt den Verlauf des Zenerwiderstands als

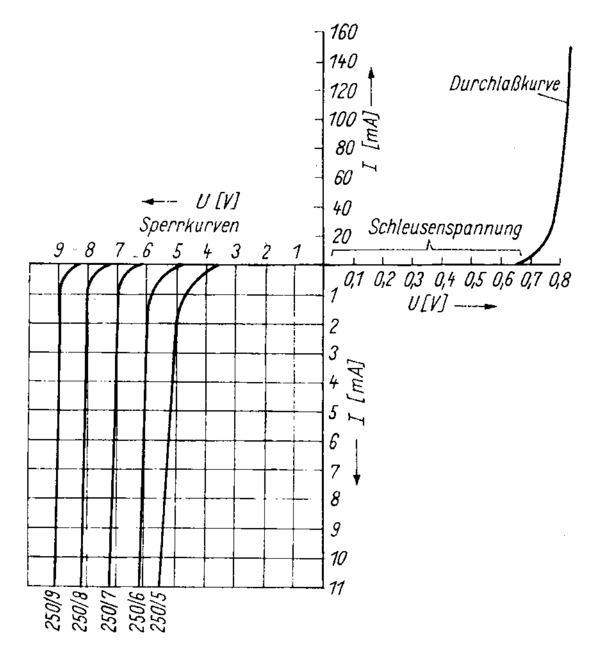


Bild 67 Sperr- und Durchlaßkennlinien der Siliziumzenerdioden *ZA 250/5 ··· ZA 250/9* des VEB WF Berlin

Funktion des Zenerstroms bei den Dioden der Typenreihe *ZA 250*. Je kleiner der Zenerwiderstand, desto besser stabilisiert die Zenerdiode. Eine weitere wichtige Größe ist der Temperaturkoeffizient der Zenerspannung (Bild 69). Bei dieser Schaltung tritt der interessante Fall auf, daß der Temperaturkoeffizient in Abhängigkeit von der Zenerspannung durch 0 geht, und zwar bei etwa 5,5 V. Unterhalb dieser Spannung ist der TK negativ. Leistungszenerdioden haben eine Belastbarkeit von 5 W, und man kann mit ihnen Ströme bis 0,5 A direkt stabilisieren. Diese Dioden haben auch sehr kleine Zenerwiderstände. Bild 70 zeigt die Kennlinien, Bild 71 den Verlauf des Zenerwiderstands mit der Zenerspannung. Mit größerem Zenerstrom wird der Zenerwiderstand kleiner. In

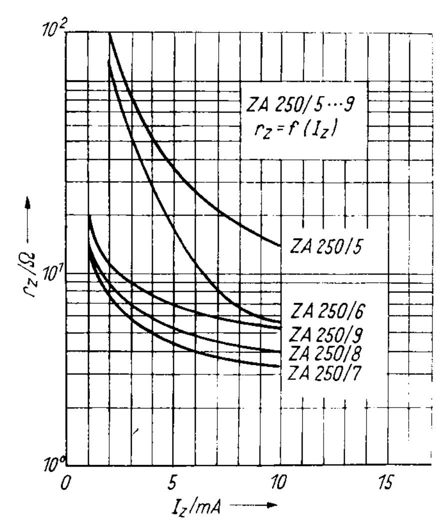


Bild 68 Zenerwiderstand als Funktion des Zenerstroms

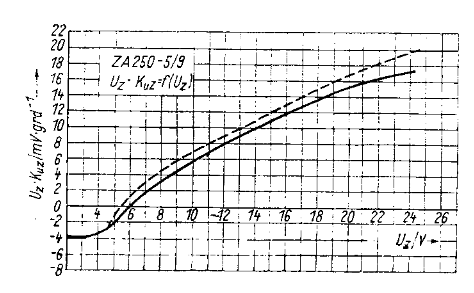


Bild 69 Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung

den vergangenen Jahren ist es gelungen, durch geeignete Zusammenschaltung von Bauelementen mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten, den TK der Zenerdiode auf Werte bis $5 \cdot 10^{-5}/°C$ oder weniger herabzusetzen. Diese Bauelemente heißen dann *Referenzelemente*, sie gestatten den Bau hochkonstanter Stromquellen, wie sie in der Meßtechnik — vor allem bei Digitalvoltmetern — notwendig werden.

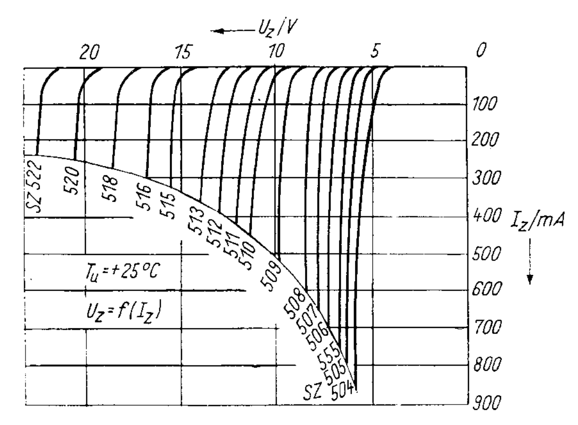


Bild 70 Kennlinien von Leistungszenerdioden der DDR-Fertigung

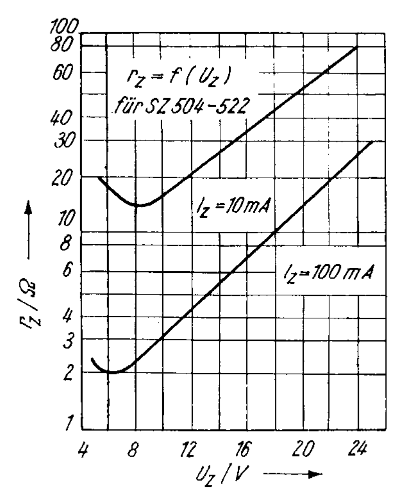


Bild 71 Zenerwiderstand als Funktion der Zenerspannung mit dem Zenerstrom als Parameter

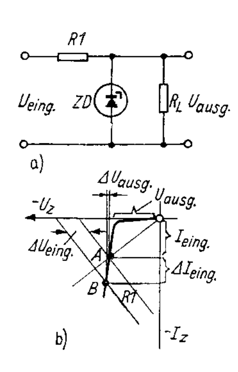


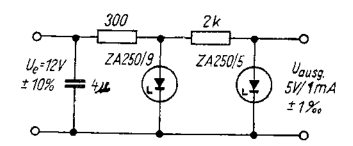
Bild 72
Einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode; a — Schaltbild, b — grafische Ermittlung des Arbeitspunkts

Bild 72 zeigt die Grundschaltung für eine Stabilisierung mittels Zenerdiode. R_L symbolisiert den entnommenen Strom, R1 begrenzt den maximal fließenden Zenerstrom. Bild 72b erläutert die grafische Ermittlung des Arbeitspunkts auf der Sperrkennlinie. Durch die Widerstandsgerade für R1 wird die Zenerkennlinie im Punkt A geschnitten. Es fließt dann im Kreis der Strom I_{eing}, und über der Diode stellt sich die Ausgangsspannung U_{ausg} ein. Nimmt durch Wachsen der Eingangsspannung der Strom im Zenerdiodenkreis um ΔI_{eing} zu, dann steigt die Ausgangsspannung um ΔU_{ausg}. Zieht man durch den Punkt B eine Parallele zur Widerstandsgeraden für R1, so läßt sich Eingangsspannungsschwankung ΔU_{eing} bestimmen. Der Stabilisierungsfaktor ist dann das Verhältnis $S = \frac{\Delta U_{eing}}{\Delta U_{ausg}}$. Die Stabilisierung der angegebenen Schaltung errechnet sich zu

$$K = S \frac{U_{ausg}}{U_{eing}} = \left(1 + \frac{R_1}{r_z}\right) \left(\frac{U_{ausg}}{U_{eing}}\right).$$

Mit den Werten $U_{eing} = 24$ V, $U_{ausg} = 6$ V und $I_z = 10$ mA ergibt sich aus der Kennlinie $r_z = 25\,\Omega$ und $K = 15$ bei $I_{ausg} = 2$ mA. Auftretende primärseitige Spannungsschwankungen werden also auf 1/15 herabgesetzt. Genügt diese Stabilisierung noch nicht, so kann man 2 derartige Stabilisatoren in Kaskade schalten. (Bild 73 Ausführungsbeispiel.)

Bild 73
Kaskadeschaltung
von 2 Zenerdioden
unterschiedlicher
Zenerspannung



Ausgehend von einer Spannung 12 V, wird zunächst mit einer 9-V-Zenerdiode stabilisiert. Deren Querstrom regelt man auf 10 mA ein, und es ergibt sich K = 21. Die 2. Stufe wird mit der *ZA 250/5* ausgeführt, deren Querstrom man zu 2 mA wählt. Sie hat einen Stabilisierungsgrad K = 40. Bei einer Belastung mit Strömen < 1 mA hat diese Schaltung eine Stabilität von einigen Promille bei 10 % Primärschwankungen, sie hat aber einen schlechten Wirkungsgrad von rund 3 %. Benutzt man als letzte Stufe ein Referenzelement und stabilisiert über 3 Kaskaden, dann ändert sich die stabilisierte Spannung nur um Mikrovoltbeträge; der Temperaturkoeffizient kann bis auf Werte von $10^{-6}/°C$ gebracht werden, womit sich ohne weiteres ein Normalelement ersetzen läßt. Sollen große Ströme stabilisiert werden, dann kommt man um einen vollständigen Regelkreis mit Transistor und Zenerdiode nicht herum.
Bild 74 zeigt die Schaltung eines einfachen, transistorgeregelten Niederspannungsstabilisators. Man führt der Schaltung eine Eingangsspannung von 18 bis 24 V zu und schaltet den Leistungstransistor *GD 210* als steuerbaren Serienwiderstand vor den Verbraucher. Fließt im Ausgangskreis mehr Strom oder will die Ausgangsspannung absinken, dann wird dem

Bild 74
Einfaches, transistorgeregeltes Niederspannungsnetzgerät mit Zenerdiode als Referenzelement

Serientransistor eine Steuerspannung zugeführt, die diesen Änderungen entgegenwirkt.
Dies geschieht auf folgende Weise: Über einen Spannungsteiler wird ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und einer Vergleichsstufe mit dem Transistor *GC 301* zugeführt, in dessen Emitterkreis die Zenerdiode *ZA 250/8* liegt. Der Transistor führt dann Strom, wenn die Basis negativer als der Emitter ist. Dies tritt auf, wenn die am Spannungsteiler abgegriffene Spannung > 8 V. Fließt im *GC 301* Strom, so tritt am 1-kΩ-Widerstand im Basiskreis des Serientransistors ein Spannungsabfall auf, und der Transistor *GD 210* wird gesperrt bzw. sein innerer Widerstand vergrößert sich. Dadurch verringert sich die Ausgangsspannung, und die Basis des Steuertransistors wird positiver. Damit nimmt wiederum der im *GC 301* fließende Strom ab, was eine gegensinnige Regelung des Serientransistors *GD 210* bewirkt. Auf diese Weise stellt sich die Ausgangsspannung auf einen konstanten Wert ein, und jede auftretende Strom- und Spannungsänderung wird ausgeglichen. Im angegebenen Gerät kann man Ströme bis 1 A bei 12,6 V stabilisieren. Der Regelfaktor beträgt etwa 20.
Bild 75 bringt noch einige Beispiele für die Anwendung von Zenerdioden in der Meßtechnik. Oft ist es erforderlich, aus einem großen Meßbereich einen Teil gedehnt oder gestaucht zur Anzeige zu bringen und damit die Meßgenauigkeit für den speziellen Fall zu vergrößern.
In Bild 75a wird eine Schaltung angegeben, die es gestattet, das Meßbereichsende zusammenzustauchen. Bis die Zenerspannung erreicht wird, tritt eine lineare Spannungsteilung zwischen R_V und R_p auf. Sobald die Spannung am Instrument größer als U_Z werden will, bewirkt der Zenerwiderstand r_Z die Spannungsteilung, und da dieser kleiner als R_p ist, kann die Spannung am Instrument nur noch wenig zunehmen. Dies verdeutlicht auch der unter der Schaltung angegebene Skalenverlauf.
Bild 75b zeigt eine Dehnung des Endbereichs und Stauchung des Anfangsbereichs eines Meßinstruments. In diesem Fall wirkt zunächst unterhalb der Zenerspannung die Diode als

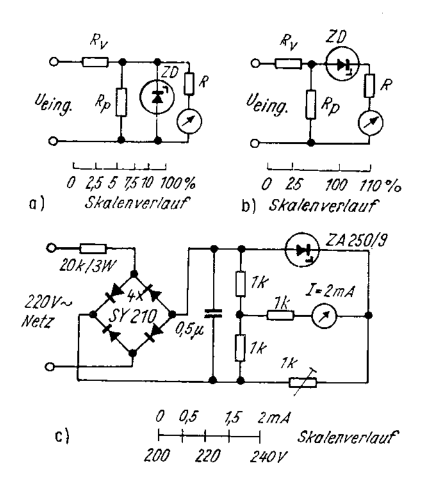


Bild 75 Anwendung von Zenerdioden zur Dehnung von Teilen des Meßbereichs bei Zeigerinstrumenten

hochohmiger Vorwiderstand vor dem Meßwerk, und es ergibt sich eine geringe Empfindlichkeit. Wenn die an R_p auftretende Spannung jedoch größer ist als die Summe von U_Z und U_R, dann hat die Zenerdiode einen kleinen Innenwiderstand, und die volle Instrumentempfindlichkeit wird wirksam.
Bild 75c zeigt schließlich noch eine Anwendung, die auch in der Amateurpraxis vorkommt: ein Meßinstrument für die Nennspannung des Wechselstromnetzes. Bei diesem Gerät wird der Nullpunkt bis 200 V unterdrückt und dann nur der Bereich bis 240 V zur Anzeige gebracht. Auf diese Weise läßt sich eine sehr hohe Meßgenauigkeit erzielen.
Man kann mit Zenerdioden recht einfache Sollspannungsvoltmeter aufbauen. Mittels *Graetz*-Brücke wird die Wechselspannung gleichgerichtet und einer Brückenschaltung aus zwei Widerständen zugeführt. Im Nullzweig der Brücke liegt ein Strommesser mit 2 mA Endausschlag. Nur in der Nähe der Zenerspannung ergibt sich eine große Änderung der Diagonalspannung in der Brücke, so daß sowohl Anfangs- als auch Endbereich unterdrückt werden.

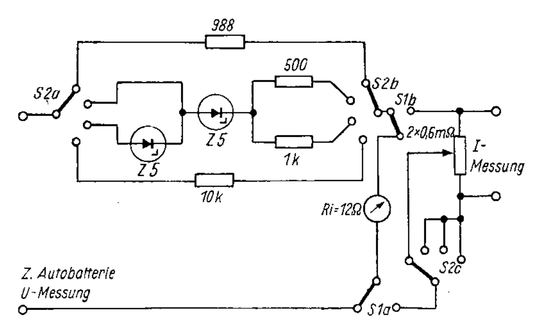


Bild 76 Autoelektrik-Meßgerät mit unterdrücktem Nullpunkt für Spannungsmessungen. S1a,b = Umschalter Strom—Spannung, S2a,b,c = Meßbereichumschalter

Ein weiteres Beispiel (nach Bosch-Unterlagen) ist der Sollspannungsmesser und Strommesser für die Autoelektrik. Bild 76 zeigt seine Schaltung. Mit Hilfe des Schalters S 1 wird von Spannungs- auf Strommessung umgeschaltet, mit S 2 können die Meßbereiche wie folgt gewählt werden: 5 V — 8 V bis 100 A sowie 16 V — 50 V — 50 A. Die Zenerdioden haben etwa 5 V Zenerspannung.

Mittels Zenerdioden ist auch eine Stabilisation von Wechselspannungen möglich, jedoch wird dabei meist die Spitzenspannung konstantgehalten. Mit der Schaltung nach Bild 77 hält man mit Hilfe einer Kompensationswicklung die Leistung konstant. Bei absinkender Eingangsspannung werden die Flanken der Ausgangsspannung schräger, gleichzeitig die Ein-

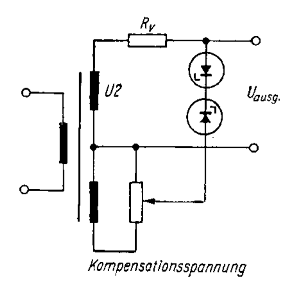


Bild 77 Prinzipschaltung für Wechselspannungsstabilisation mit Effektivwertkompensation

buchtung des Trapezdachs geringer, so daß der Effektivwert gleichbleibt. Mit dieser Schaltung ist es möglich, Heizspannungen von Röhren zu stabilisieren.
Die Anwendung der Zenerdiode als Koppelelement in Gleichstromverstärkern bedarf keiner näheren Erläuterung; man kann mit ihr eine konstante Potentialdifferenz zwischen 2 Stufen einführen, es muß nur darauf geachtet werden, daß ein gewisser Mindeststrom in der Koppelschaltung fließt.

6.2. Zenerdioden in Impuls- und Verstärkerschaltungen

Zenerdioden können mit Erfolg in Impulsformerschaltungen und für Begrenzerzwecke in Impulskreisen eingesetzt werden. Bild 78 zeigt die möglichen Elementarschaltungen mit Zenerdioden für diesen Zweck, Teilbild a einen Parallelbegrenzer für positive Signale, b — einen für negative Signale; Teilbild c dagegen einen symmetrischen Begrenzer in Parallelschaltung. Die Bilder d bis f bringen Schaltungen für Serienbegrenzer; bei allen Schaltungen sind die sich ergebenden Ausgangsspannungen als Funktionen der Zeit angegeben. Für den Einsatz ist zu beachten, daß auf Grund der relativ hohen Sperrschichtkapazitäten der Zenerdioden die Schaltung niederohmig ausgelegt werden muß und daß eine obere Frequenzgrenze für den Einsatz (bei einigen hundert Kilohertz) existiert.

Bild 79 zeigt einen Impulsformer mit Zenerdiode zur Erzeugung kurzer, netzsynchroner Steuerimpulse. Die Zenerdiode D1 ist zusammen mit R1 ein einseitiger Begrenzer, der trapezförmige Ausgangsimpulse abgibt. Der Kondensator C1 lädt sich über D2 praktisch bis zur Zenerspannung U_0 auf. Beim Nulldurchgang von U_0 wird der Ausgangsimpuls gebildet. Bei Veränderung der Eingangsspannung ändert sich die Impulsdauer des Ausgangsimpulses nach der Beziehung:

$$t_i = \frac{(0,3 \cdots 0,4)\, U_i}{f\, U_{eing}},$$

Bild 78 Grundschaltungen von Begrenzern und Formerschaltungen mit Zenerdioden

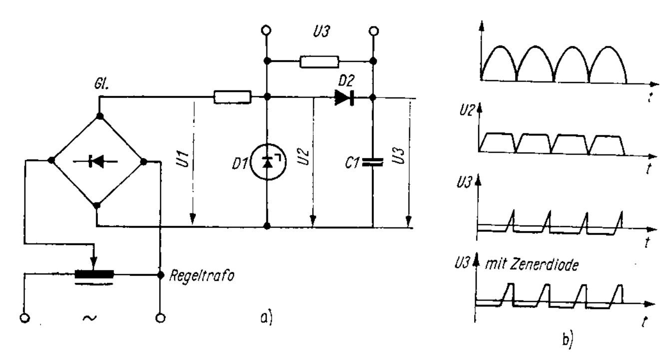


Bild 79 Impulsformer mit Zenerdiode

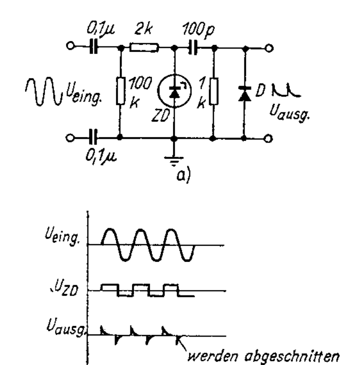


Bild 80
Einfache Impulsgeneratorschaltung mit Zenerdiode;
a — Schaltung,
b — Impulsformen

wobei U_i etwa gleich U_0 gesetzt werden kann. Benutzt man an Stelle der Diode D2 eine weitere Zenerdiode, so lassen sich Rechteckimpulse erzeugen.
Bild 80 zeigt eine weitere Schaltung dieser Art mit Angaben der Werte. Man führt einer Zenerdiode eine hohe Wechselspannung zu (etwa 10mal so groß wie die Zenerspannung). Durch Begrenzung entsteht eine Rechteckspannung, denn in Durchlaßrichtung kann keine höhere Spannung als etwa 0,7 V auftreten, und in Sperrichtung erfolgt die Begrenzung durch den Zenerdurchbruch. Die Rechteckspannung wird einem Differenzierglied zugeführt. Dieses erzeugt aus der Rechteckspannung kurze Spitzen, und zwar bei der Vorderflanke der Rechteckspannung positiv gerichtete, bei der Rückflanke negativ gerichtete. Durch Parallelschalten einer Diode kann man die Nadelimpulse einer Polarität entfernen, und es ergibt sich am Ausgang eine Folge kurzer, einseitig gerichteter Impulse, die zu Prüf- und Steuerzwecken verwendet werden können. Die Ausgangsamplitude beträgt etwa 0,5 bis 2 V Spitzenwert.
Eine weitere Anwendung betrifft den Einsatz der Zenerdiode als *Rauschgenerator*. Beim Einsetzen des Zenereffekts, also bei kleinen Zenerströmen, weist die Zenerdiode auf Grund des Lawinendurchbruchs ein hohes Eigenrauschen auf. Für den Einsatz bei Stabilisierungsschaltungen vermeidet man diesen

Arbeitspunkt und schaltet der Diode oftmals einen größeren Kondensator parallel, der diese Rauschspannungen kurzschließt. Für Zwecke der niederfrequenten Meßtechnik ist aber manchmal ein Rauschgenerator nützlich, und dieser läßt sich mittels Zenerdiode aufbauen. Die speisende Stromquelle muß konstant sein und sich genau einstellen lassen. Man gleicht die Vorspannung nach optimalem Rauschen ab und nimmt die Rauschspannung direkt über der Diode kapazitiv ab.
Die bereits obenerwähnte hohe Sperrschichtkapazität der Zenerdiode gestattet eine weitere Anwendung, auf die im folgenden Kapitel eingegangen werden soll, und zwar den Einsatz als elektrisch steuerbaren Kondensator. Es lassen sich Kapazitäten von einigen hundert Picofarad mit Güten von 100 bis 1000 erreichen. Der Variationsbereich der Kapazität liegt bei etwa 4:1.

7. Anwendung von Kapazitätsdioden

Auf eine wichtige Diodeneigenschaft wurde bisher noch nicht eingegangen: die *Sperrschichtkapazität*. Diese hängt von der angelegten Spannung ab und kann in geeigneter Weise als veränderlicher Kondensator in HF-Kreisen benutzt werden. Mit Hilfe von Kapazitätsdioden lassen sich Schwingkreise elektronisch abstimmen, parametrische Verstärker aufbauen oder Frequenzen vervielfachen. Im niederfrequenten Einsatzgebiet nennt man die Kapazitätsdioden *Varicaps*, im hochfrequenten Bereich *Varaktoren*.

7.1. Abstimmung von Schwingkreisen und Oszillatoren

Zunächst noch einiges Grundlegendes: Wenn die Diode in Sperrichtung gepolt ist, hat sie eine elektrische Doppelschicht, einen *Potentialwall* (Bild 81). Je nach Größe der Sperrspan-

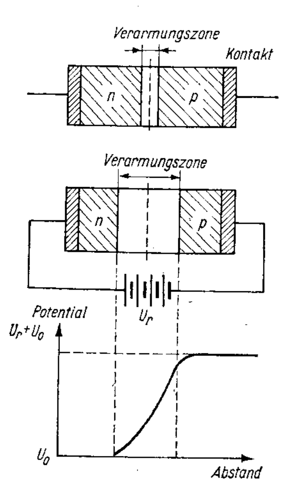


Bild 81
Veränderung der Sperrschicht durch angelegte Spannung (Prinzip der Kapazitätsdiode)

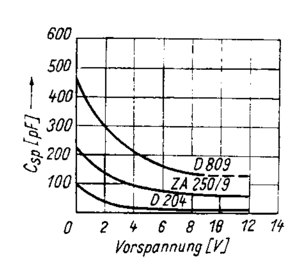


Bild 82
Kapazität als Funktion der Sperrspannung für verschiedene Dioden

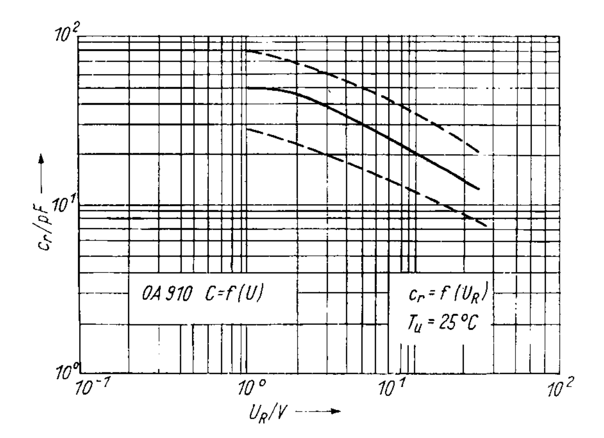


Bild 83 Kapazität als Funktion der Sperrspannung bei der Kapazitätsdiode *OA 910*

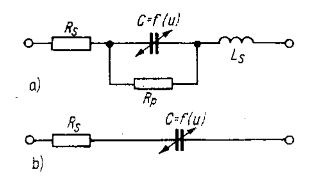


Bild 84
Ersatzschaltungen für Kapazitätsdioden;
a — vollständige Ersatzschaltung, b — vereinfachte Ersatzschaltung

nung wird die Sperrschicht breiter oder schmaler. Die Verarmungszone wirkt als Dielektrikum; und da mit dessen Dicke die Kapazität des Plattenkondensators verknüpft ist, ergibt sich eine spannungsabhängige Kapazität. Es gilt also immer $C = f(U_{sperr})$. Bei den Spitzendioden ist die Sperrschichtkapazität klein und auch nur in geringen Grenzen durch die Sperrspannung veränderbar. Bei Flächendioden — besonders bei Zenerdioden — ist die Sperrschichtkapazität beträchtlich und läßt sich in weiten Grenzen steuern. Bild 82 zeigt die Kapazitätsverläufe von 2 Zenerdioden und 1 Si-Flächendiode. Die sowjetische Zenerdiode *D 809* gestattet eine Kapazitätsvariation von 3:1, während die WF-Zenerdiode etwa 2,2:1 ermöglicht. Speziell für den Einsatz als Kapazitätsdiode wurde die Diode *OA 910* bzw. *SA 128* im VEB Werk für Fernsehelektronik entwickelt. Bild 83 zeigt den Kapazitätsverlauf als Funktion der Sperrspannung in doppeltlogarithmischer Darstellung. Während man Zenerdioden bis zu Frequenzen um 10 MHz einsetzen kann, sind Kapazitätsdioden wie die *OA 910* bis zu Frequenzen von 150 MHz geeignet. Bild 84 zeigt die vollständige Ersatzschaltung der Kapazitätsdiode. Außer der Nutzkapazität hat die Diode noch einen *Bahnwiderstand,* einen *Sperrwiderstand* und eine *Serieninduktivität.* Der vom Material und vom durchfließenden Strom abhängige Bahnwiderstand liegt in der Größenordnung von 0,5 bis 4 Ω, der Sperrwiderstand bei $10^{10}\,\Omega$ und die Serieninduktivität bei 2 bis 10 nH. Der Sperrwiderstand ist vernachlässigbar groß, die Serieninduktivität gewinnt erst im UKW-Bereich Bedeutung, so daß das vereinfachte Ersatzschaltbild nur R_s und C enthält. Nachteile der Kapazitätsdiode sind:

a — am Kreis dürfen keine höheren Spannungen als 0,5 der Sperrspannung liegen, sonst verringert sich die Güte, und die Resonanzkurve wird einseitig verformt;

b — die steuerbare Kapazität ist temperaturabhängig; Bild 85 zeigt die Änderung der Kapazität mit der Temperatur für verschiedene angelegte Sperrspannungen. Neben dieser Temperaturabhängigkeit der Kapazität hängt auch noch der Bahnwiderstand von der Temperatur ab. Dieser Einfluß ist jedoch geringer.

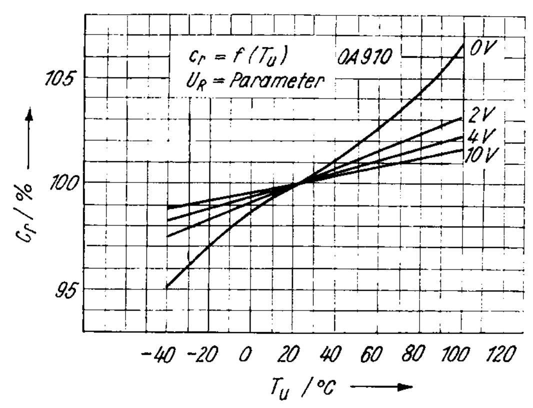


Bild 85 Temperaturabhängigkeit der Kapazität einer Kapazitätsdiode

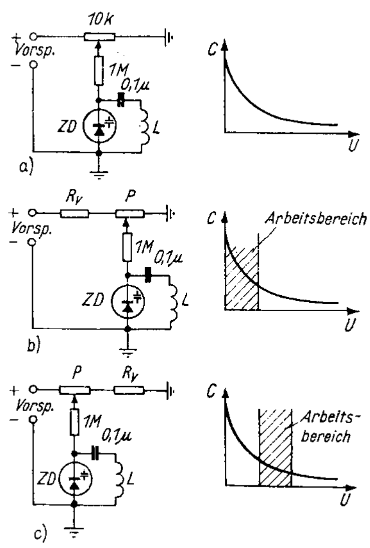


Bild 86 Kapazitätsdiode als steuerbare Kapazität im Schwingkreis; a — volle Ausnutzung des Sperrspannungsbereichs bis U_Z, b — Ausnutzung des steileren Bereichs der Kapazitätskennlinie, c — Ausnutzung des flacheren Bereichs nahe U_Z

Die untere Grenzfrequenz für den Einsatz von Zenerdioden als steuerbare Kapazitäten errechnet sich nach der Formel $f_{min} = \frac{Q}{2\pi R_{sp} \cdot C}$, was bei einer angenommenen Güte $Q = 10$ und den Daten der *D 809* ($R_{sp} = 50$ MΩ, $C = 500$ pF) zu $f_{min} = 63$ Hz führt. Die obere Grenzfrequenz ebenfalls für $Q = 10$ liegt bei 40 MHz.

Bild 86 gibt an, wie eine Kapazitätsdiode in einen HF-Kreis eingeschaltet werden kann. Über einen großen Vorwiderstand wird die Gleichspannung in Sperrichtung zugeführt und die Spule kapazitiv abgetrennt, damit die Gleichspannung nur an die Sperrschicht der Diode gelangt. In der Schaltung nach Teilbild a wird der gesamte Bereich der C-Änderung ausgenutzt, während Schaltung b und c nur Teilbereiche zu nutzen gestatten. Der Arbeitsbereich der Kapazitätsdiode wurde schraffiert angegeben. Manchmal ist es vorteilhaft, z. B. bei Modulationsschaltungen, einen solchen Bereich auf der Kapazitätskurve herauszusuchen, wo die Änderung von C linear mit U verläuft. Dann wird allerdings die erzielbare Kapazitätsänderung kleiner. Das Einschalten der Diode in einen Oszillatorkreis, in dem HF-Spannungen von einigen Volt entstehen, erfordert eine so hohe Grundvorspannung, daß keine Selbstgleichrichtung an der Kapazitätsdiode auftreten kann. Nimmt man also 4 V HF-Amplitude an, dann muß die Diode mit 5 V Grundvorspannung vorgespannt werden, und die *OA 910* hat dann eine Grundkapazität von 30 pF und eine Variation von 1,5:1. Der Kapazitätshub ist in diesem Fall also kleiner als bei der Kleinsignalkreisabstimmung.

Kreisabstimmung und Oszillatorabstimmung lassen sich besser durchführen, wenn 2 Kapazitätsdioden antiparallel in den Kreis eingeschaltet werden (Bild 87). Die Mitte der Diodenschaltung wird dann mit der Steuerspannung beaufschlagt;

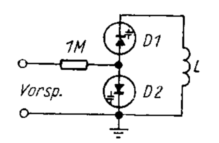


Bild 87
Verbesserte Abstimmschaltung mit 2 Kapazitätsdioden

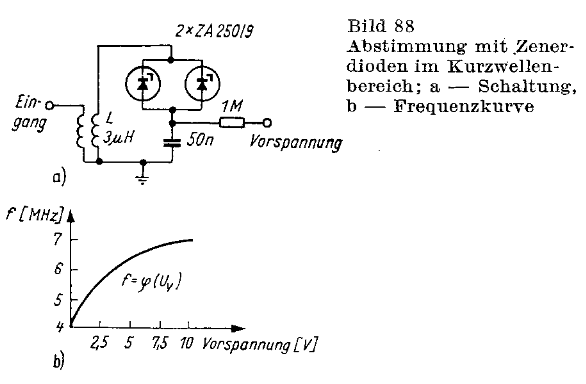


Bild 88
Abstimmung mit Zenerdioden im Kurzwellenbereich; a — Schaltung, b — Frequenzkurve

sie ist HF-mäßig kalt (wenn man 2 gleiche Dioden einbaut). Diese Abstimmung eines KW-Schwingkreises im Bereich 4 bis 7 MHz ist nach Schaltung Bild 88 möglich. Die angegebene Kurve hat eine mittlere Abstimmsteilheit von 0,33 MHz/V. Die gemessene Kreisgüte lag zwischen 30 (kurzwelliges Ende) und 70 (langwelliges Ende).

Eine Anwendung als Wobbler ist möglich, wenn man der Schaltung eine Sägezahnspannung als Steuerspannung für die Kapazitätsdioden zuführt und der Kreis durch eine Oszillatorschaltung erregt wird. Durch geeignete Form der Sägezahnkurve läßt sich die Nichtlinearität der C = f(U)-Kurve kompensieren. Bild 89 zeigt einen frequenzmodulierten UKW-Oszillator bei etwa 100 MHz. Der Oszillator mit dem Transistor *GF 131* ist kapazitiv rückgekoppelt, die Kapazitätsdiode *SA 128* liegt über einem Trennkondensator dem Kollektorschwingkreis parallel; sie erhält die Modulationsspannung über einen 1stufigen NV-Verstärker (Emitterfolger). Als Grundvorspannung wird die Speisespannung der Transistorschaltung benutzt, sie muß stabilisiert werden, damit keine Ruhefrequenzdrift auftritt.

Als weiteres Anwendungsbeispiel der Kapazitätsdiode zeigt Bild 90 eine Kippschaltung. Sie besteht aus einem Serienschwingkreis mit einem festen L, aus der Kapazitätsdiode und einem für HF überbrückten Vorspannwiderstand. Legt man an den Eingang eine HF-Spannung mit einer Frequenz, die etwas

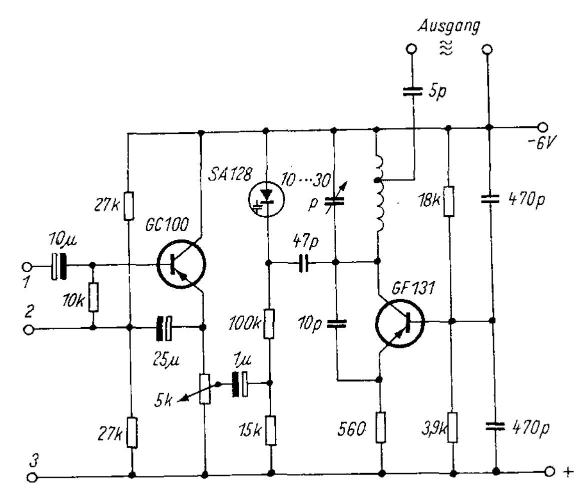


Bild 89 Frequenzmodulierter UKW-Prüfgenerator

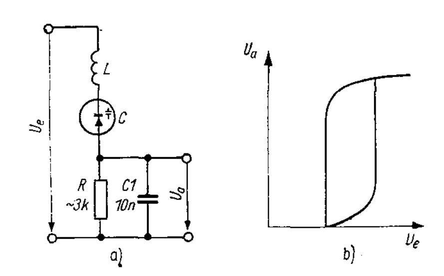


Bild 90 a — Kippschaltung mit einer Kapazitätsdiode, b — Kennlinie der Kippschaltung

höher als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises ist, so entsteht wegen der Gleichrichterwirkung der Diode an dem RC-Glied eine negative Spannung, die den Arbeitspunkt der Kapazitätsdiode verschiebt. Dadurch wird ihre Kapazität kleiner und die Kreisresonanzfrequenz größer. Diese nähert sich der Eingangsfrequenz, und bei einer bestimmten Eingangsspannungsamplitude erreicht die Ausgangsgleichspan-

nung einen so hohen Wert, daß Eingangsfrequenz und Kreiseigenfrequenz übereinstimmen. Infolge der Güte des Serienkreises ist die Ausgangsspannung wesentlich höher als die Eingangsspannung. Wird jetzt die Eingangsspannungsamplitude verkleinert, so tritt der umgekehrte Effekt auf: Die Ausgangsspannung verringert sich erst gar nicht, und bei einem bestimmten Wert der Eingangsspannung geht sie ruckartig auf einen sehr kleinen Wert zurück. Es ergibt sich ein Zusammenhang von Ausgangs- und Eingangsspannung, wie ihn Bild 90b zeigt. 2 solche Kreise, über ein RC-Glied gekoppelt, ergeben einen astabilen Multivibrator.

7.2. Parametrische Verstärkung und Meßwertwandlung

In den vergangenen Jahren ist ein neues Verstärkerprinzip bekannt geworden, das einen steuerbaren Blindwiderstand zur Entdämpfung eines Schwingkreises ausnutzt. Man nennt derartige Verstärker *parametrische* Verstärker, weil bei ihnen ein Schwingkreisparameter in geeigneter Weise verändert wird. Zunächst ein mechanischer Vergleich: Man vermag eine Kinderschaukel zum Schwingen zu bringen, wenn man ihre Länge im doppelten Rhythmus der Eigenschwingungsdauer verlängert und verkürzt. Ähnlich kann man einem Schwingkreis Energie zuführen, wenn man z. B. die Kapazität im Kreis mit der doppelten Eigenfrequenz des Kreises verkleinert und vergrößert. Dieses neue Verstärkerprinzip funktioniert auch bei anderen Frequenzverhältnissen als 1:2. Dann ist jedoch meist ein *Hilfskreis (Idler)* erforderlich. Man nennt die Hilfsspannungsquelle *Pumpe.* Besondere Bedeutung hat der parametrische Verstärker im Mikrowellengebiet, weil er dort sehr rauscharm verstärken kann. Als Nachteil dieses Verstärkers muß gewertet werden, daß er ein Zweipolverstärker ist und man daher Eingangs- und Ausgangskreis nicht ohne besondere Schaltmittel (Zirkulatoren, Richtkoppler) trennen kann. Damit auch der Amateur diese neue Verstärkerart kennenlernt, ist in Bild 91 die Schaltung eines einkreisigen parametrischen Ver-

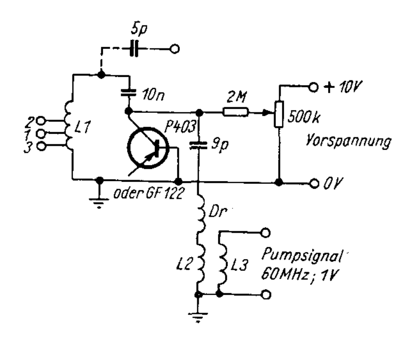


Bild 91 Einkreisiger degenerierter parametrischer Verstärker für eine Frequenz von 30 MHz

stärkers für eine Signalfrequenz von 30 MHz und eine Pumpfrequenz von 60 MHz angegeben. Als steuerbare Kapazität wird die Basis-Kollektor-Sperrschicht eines HF-Transistors *P 403* (UdSSR) oder *GF 122* (DDR) benutzt. Die Gleichspannung zur Arbeitspunkteinstellung ist zwischen 0 und 10 V veränderlich. Sie wird der Sperrschicht über einen Widerstand von 2 MΩ zugeführt. Zwischen den Klemmen 1 und 3 führt man die Eigenfrequenz 30 MHz zu, zwischen 2 und 3 nimmt man die Ausgangsspannung ab. Bei hochohmigem Ausgangskreis kann man auch die gestrichelt gezeichnete kapazitive Kopplung benutzen. Ohne Pumpspannung soll die Grundkapazität der Sperrschicht 15 bis 40 pF betragen — man stellt sie durch Vorspannungsänderung ein. Die Pumpspannung von etwa 1 V bei 60 MHz wird über einen kleinen HF-Übertrager (L2, L3 je 3 Wdg., 1-mm-CuL, auf Ferritringkern von 10 mm Innendurchmesser mit $\mu_W = 10$) und einen LC-Koppelkreis der steuerbaren Kapazität zugeführt. L1 hat 12 Wdg., 1-mm-CuL, auf einem Wickelkörper von 16 mm Durchmesser. Anzapfung 1 liegt bei der 1. Windung, Anzapfung 2 eine halbe Windung höher, vom kalten Ende aus gerechnet. Die Drossel Dr hat L = 5 bis 6 μH (60 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf 6-mm-Körper). Bei Eingangsspannungen bis 100 μV ergibt sich die Bandbreite des Verstärkers mit 35 kHz und eine 10- bis 100fache Verstärkung je nach zugeführter Pumpspannung.

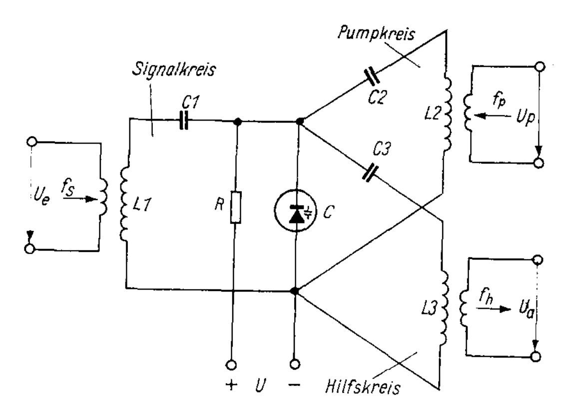


Bild 92 Prinzipschaltung eines einfachen parametrischen Verstärkers

Die Schaltung eines parametrischen Verstärkers mit 3 Resonanzkreisen zeigt Bild 92. Dem Signalkreis wird die Eingangsspannung U_e zugeführt, in den Pumpkreis HF-Energie von einem Oszillator eingespeist; die Ausgangsspannung entnimmt man dem Hilfskreis. Bei üblichen Verstärkern wird die Ausgangsleistung durch eine zugeführte *Gleichstrom*leistung erhöht, beim parametrischen Verstärker handelt es sich um eine *HF*-Leistung. Der Hilfskreis ist auf die Differenzfrequenz $f_{pumpe} - f_{signal}$ abgestimmt. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung und bei richtiger Phasenlage der Pumpspannung, bezogen auf die Eingangsspannung, kann dann am Hilfskreis eine verstärkte HF-Spannung abgenommen werden. Dieses Prinzip wird bis zu höchsten Frequenzen angewendet. Zur Zeit wurden parametrische Verstärker bis zu Frequenzen von 30 GHz gebaut und vorwiegend für Radar und Weltraumnachrichtenverbindungen eingesetzt.

Der Einsatz von Kapazitätsdioden zur Umwandlung einer kleinen Gleichspannung in eine proportionale HF-Spannung gestattet den Bau stabiler hochohmiger Gleichspannungsverstärker. Bild 93 zeigt eine ausgeführte Schaltung mit einer *Varicap*-Brücke. Die Brücke wird von einem Oszillator bei

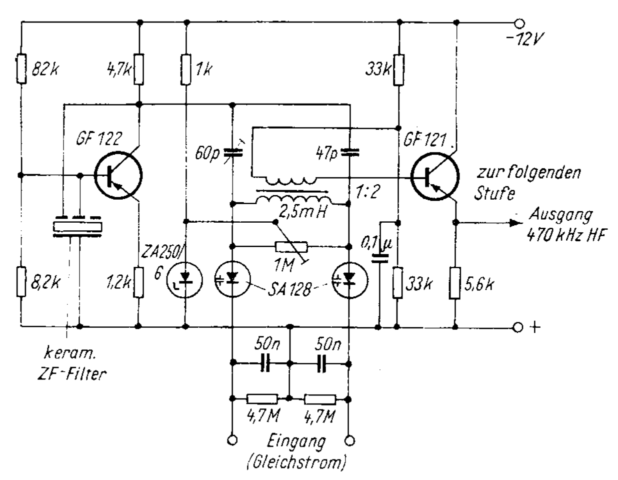


Bild 93 Schaltung eines Meßwandlers mit Kapazitätsdioden

470 kHz gespeist; dieser ist mit einem keramischen ZF-Filter bestückt. Damit vermeidet man induktive Einstreuungen des Oszillators auf die Brücke. Die Gleichspannung an den Dioden wird über eine 6-V-Zenerdiode stabilisiert. Die zu messende Gleichspannung schaltet man symmetrisch gegen Masse an die Brücke; sie ändert den Arbeitspunkt der beiden Dioden im gegenläufigen Sinn. Im Meßzweig der Brücke liegt ein HF-Übertrager mit Ferritringkern, der die Unsymmetriespannung einem Transistor in Emitterschaltung zuführt. Dieser Stufe werden weitere selektive Verstärkerstufen und ein phasenempfindlicher Gleichrichter nachgeschaltet, an dessen Ausgang dann die verstärkte Gleichspannung zur Verfügung steht. Die Brücke wird mit Hilfe des Trimmers und des Ausgleichpotentiometers bei fehlender Eingangsgleichspannung auf 0 abgeglichen. Der Eingangswiderstand des Wandlers ist hochohmig. Die Dioden der Brücke müssen thermisch gut gegen Umgebungseinflüsse isoliert werden. Dies kann mit einem passiven Thermostat erfolgen (mit Schaumpolystyrol ausgekleidetes, massives Metallgehäuse).

8. Anwendung von Vierschichtdioden

Die Vierschichtdiode ist ein Zweipol, der 2 stabile Zustände aufweist, und zwar einen sehr hochohmigen und einen sehr niederohmigen. Sie kann bei schnellem Schalten mechanische Schalter ersetzen. Der wirksame Teil der Vierschichtdiode (nach *Shockley*) besteht aus einem Si-Einkristallplättchen mit Sperrschichten und einer Zonenfolge npnp.
Bild 94 zeigt den Aufbau im Prinzip. Man kann die Vierschichtdiode durch 2 komplementäre Transistoren und 1 Zenerdiode nachbilden, wie es in Bild 95 dargestellt ist.
Die Kennlinie weist einen Schaltpunkt bei einer definierten Eingangsspannung auf. Dann geht die Diode in den leitenden Zustand über, und sie behält ihn auch bei größeren Strömen bei. Verringert man die Spannung unter die Zündspannung, dann kehrt die Diode in den hochohmigen Zustand zurück. Die Vierschichtdiode ähnelt der Glimmlampe, nur daß ihre Zündspannung niedriger liegen kann und auch temperaturstabiler ist. Es werden Vierschichtdioden mit Zündspannungen zwischen 20 und 200 V hergestellt (in der UdSSR die Typenreihen *D 227* und *D 228*). Eine sehr einfache Schaltung mit der Vier-

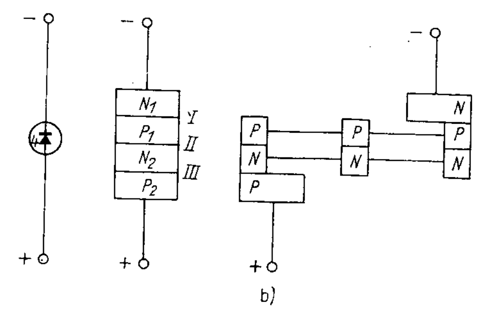


Bild 94 a — Schaltzeichen der Vierschichtdiode, b — schematische Darstellung der Zonenfolge, c — Zerlegung der Vierschichtdiode in 2 Transistoren und 1 Diode

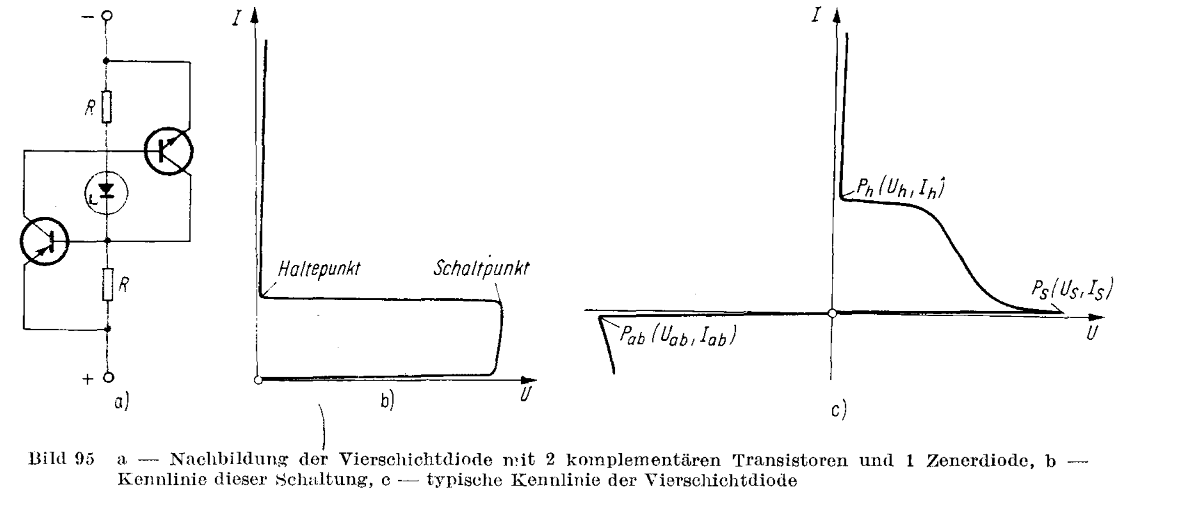


Bild 95 a — Nachbildung der Vierschichtdiode mit 2 komplementären Transistoren und 1 Zenerdiode, b — Kennlinie dieser Schaltung, c — typische Kennlinie der Vierschichtdiode

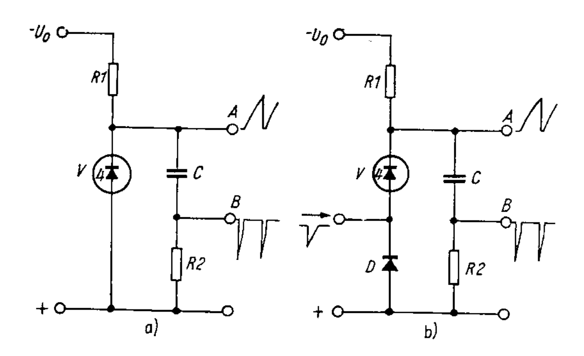


Bild 96 a — einfacher Sägezahngenerator, b — getriggerter Sägezahngenerator

schichtdiode ist der Sägezahngenerator nach Bild 96. Über die Widerstände R1 und R2 wird der Kondensator an einer Spannung aufgeladen, die höher als die Schaltspannung der eingesetzten Vierschichtdiode ist. Erreicht die Spannung an der Diode (nach der durch die RC-Zeitkonstante festgelegten Zeit) die Zündspannung, dann entlädt sich der Kondensator C über sie und den Widerstand R2, bis der Haltestrom unterschritten wird. Dann löscht die Vierschichtdiode wieder, und der Vorgang beginnt von neuem. R1 muß so groß gewählt werden, daß durch ihn nur ein kleinerer Strom als der Haltestrom der Vierschichtdiode bei der Betriebsspannung fließen kann. Der Widerstand R2 dient zur Begrenzung des Entladestroms auf den für die Diode zulässigen Maximalwert (etwa 10 bis 100 mA). Am Punkt A kann die Sägezahnspannung abgenommen werden, die um so linearer wird, je größer das Verhältnis Batteriespannung zu Zündspannung der Diode ist. An Punkt B treten beim Zünden der Vierschichtdiode positive Impulse in Höhe der Schaltspannung auf; ihre Dauer beträgt

$$t_2 = R_2 C \ln \frac{U_s}{R_2 I_h};$$

U_s — Zündspannung der Vierschichtdiode, I_h — Haltestrom. Der Sägezahngenerator kann getriggert werden, wenn man der

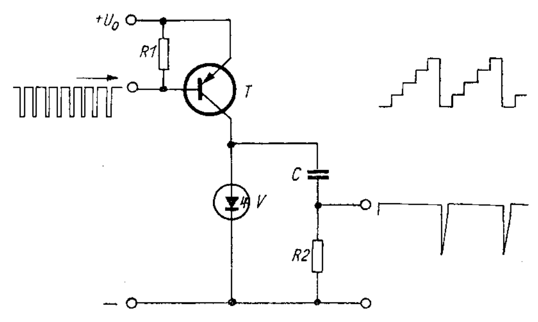


Bild 97 Frequenzteiler

Vierschichtdiode eine gewöhnliche Si-Diode in Reihe schaltet und parallel zu dieser positive Triggerimpulse einspeist.
Einen Frequenzteiler mit Vierschichtdiode zeigt Bild 97. Sein Teilerverhältnis ist in weiten Grenzen von der Frequenz der Eingangsimpulse unabhängig. Über den Transistor T wird der Kondensator C durch die negativen Eingangsimpulse jeweils um einen konstanten Spannungsbetrag stufenförmig aufgeladen. Erreicht diese Stufenspannung die Zündspannung der Vierschichtdiode, so entlädt diese den Kondensator C; dabei tritt der Ausgangsimpuls auf. Das Teilerverhältnis ist auch unabhängig von der Eingangsspannung, jedoch nicht von der Eingangsimpulsbreite. Man muß also die Eingangsimpulse durch einen monostabilen Multivibrator auf konstante Länge vorformen.
Mit Vierschichtdioden kann man auch astabile und monostabile Multivibratoren aufbauen; Beispiele hierfür zeigt Bild 98. Die Betriebsspannung liegt höher als die Zündspannung der Dioden; R1 und R2 sind klein genug, um den Haltestrom fließen zu lassen. Hat V1 gezündet, so lädt sich C über R2 so lange auf, bis die Zündspannung von V2 erreicht ist. Dann zündet diese, und V1 erhält über C einen so hohen positiven Impuls, daß der Haltestrom unterschritten wird und sie löscht. V1 zündet erst wieder, wenn sich der Kondensator über R1 auf ihre Zündspannung umgeladen hat. Die Ausgangsspannung eines solchen Multivibrators steigt und fällt nach

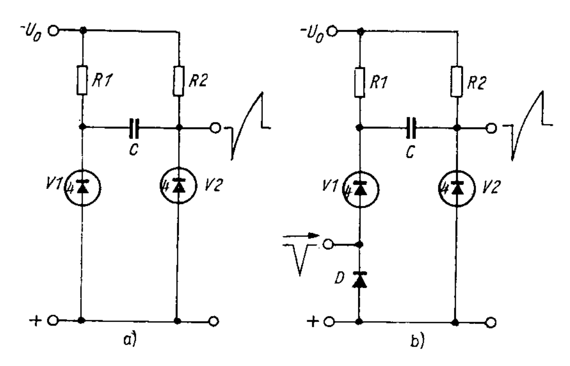


Bild 98 a — astabiler Multivibrator, b — monostabiler Multivibrator

e-Funktionen. In Teilbild b ist der monostabile Multivibrator dargestellt. Wird die Schaltspannung der Vierschichtdiode V1 größer gewählt, die von V2 kleiner als die Speisespannung, dann ist V1 gelöscht und V2 gezündet. Führt man dem Eingang der Schaltung einen positiven Impuls zu, dann zündet V1, und V2 erhält über C einen so hohen positiven Impuls, daß sie gelöscht wird. Der ursprüngliche Zustand stellt sich dann wieder ein, wenn sich C über R2 bis auf die Schaltspannung von V2 aufgeladen hat. Die Rückschaltzeit ergibt sich durch die Zeitkonstante C · R2 und durch U_0/U_s von V2.
Schließlich kann man mit einer Vierschichtdiode auch einen Sinusoszillator aufbauen. Dies geschieht nach der Schaltung Bild 99. Der LC-Schwingkreis legt die Frequenz fest, die Diode wirkt als gesteuerter Schalter zur Leistungszufuhr. Der günstigste Arbeitspunkt wird mit dem Potentiometer P eingestellt. Der Klirrfaktor dieses Sinusoszillators ist gering. Praktisch nutzt man ein Gebiet negativen Widerstands der Vierschichtdiodenkennlinie aus. Der Vorwiderstand muß so groß sein, daß die Kennlinie von der Widerstandsgeraden nur in einem Punkt geschnitten wird.
Falls die Schaltspannung nicht genügend groß ist (über 200 V kommen selten vor) und höhere Spannungen geschaltet werden müssen, kann man Vierschichtdioden in Serie schalten. Dabei

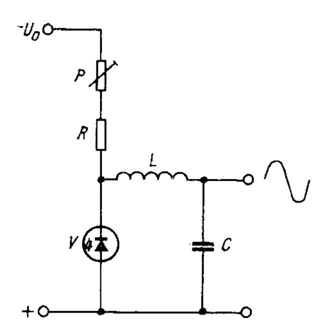


Bild 99
Sinusoszillator mit Vierschichtdiode

sind jeder Diode Ausgleichswiderstände parallelzuschalten. Ihr Wert liegt, je nach Diodentyp, zwischen 300 kΩ und 2 MΩ. Mit Vierschichtdioden lassen sich Zählschaltungen besonders einfach aufbauen. Ein Ringzähler kann z. B. direkt Glühlampen zur Stellungsanzeige betreiben. Der Aufwand beträgt 12 Vierschichtdioden, 6 Widerstände, 10 Dioden und 12 Kondensatoren, dazu natürlich 10 Anzeigeglühlampen.

9. Anwendung von Tunneldioden

Im Jahr 1958 veröffentlichte der japanische Physiker *Leo Esaki* Arbeiten über den Tunneleffekt bei Germanium und beschrieb ein Bauelement, das einen stabilen negativen Widerstand in Durchlaßrichtung aufweist: die Tunnel- oder *Esaki*-Diode. Zu ihrer Herstellung wird hochdotiertes Germanium, auch Galliumarsenid, benutzt; das Bauelement ist in Sperr- und Durchlaßrichtung niederohmig und bedarf nur sehr kleiner Speisespannungen. Bei diesem Bauelement können Ladungsträger sehr rasch den Potentialwall überwinden, indem sie trotz geringer Eigenenergie „hindurchtunneln". Die Sperrschicht ist 10^{-5} bis 10^{-6} mm dick, und die Feldstärke an der Sperrschicht beträgt 10^3 bis 10^4 V/cm. Die Ladungsträger haben eine hohe Geschwindigkeit; es sind nur Majoritätsträger beteiligt, was eine hohe obere Grenzfrequenz für das Bauelement gestattet. Tunneldioden sind als Verstärker bis zu Frequenzen von 30 GHz eingesetzt worden. Bild 100 zeigt die Kennlinie einer Tunneldiode mit äußerem Widerstand. Zwischen Punkt A und B ergibt sich im Durchlaßast der Kennlinie ein Gebiet negativen Innenwiderstands. Dies kann man zur Verstärkung oder Schwingungserzeugung benutzen. Die Eigenschaften der Tunneldiode werden durch die Werte Tal- und Höckerspannung sowie durch Tal- und Höckerstrom

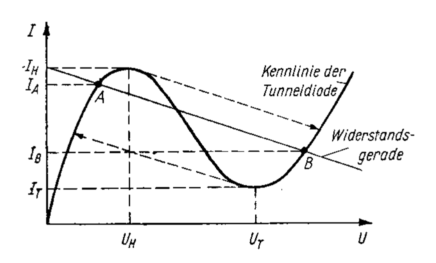
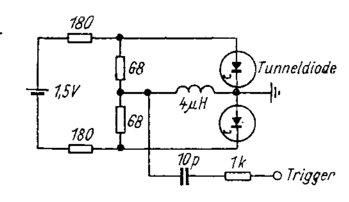


Bild 100 Kennlinie einer Tunneldiode mit äußerem Widerstand

Bild 101
Multivibrator mit 2 Tunneldioden für 10 MHz



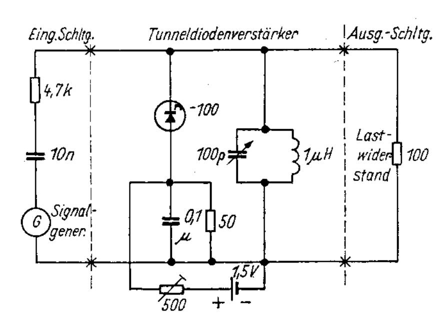


Bild 102 ZF- oder HF-Verstärker mit Tunneldiode (V = 10fach)

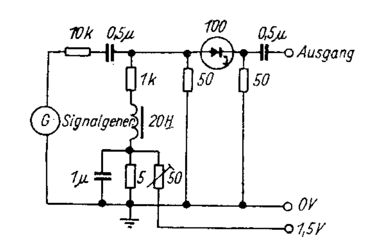


Bild 103
NF-Tunneldiodenverstärker

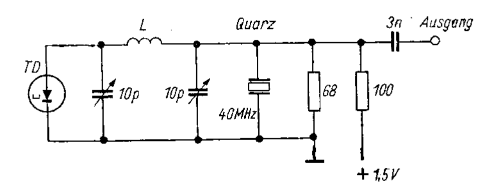


Bild 104 Tunneldiodenoszillator mit Quarzstabilisierung

und durch die Eigenkapazität definiert. In der DDR sind vom VEB Werk für Fernseheelektronik Tunneldioden mit folgenden Eigenschaften in Laborfertigung hergestellt worden:

Typ	I_h	I_h/I_t	U_h	U_t	r_n	C
GE 115	1 mA	5	50 mV	300 mV	130 Ω	8 pF
GE 117	10 mA	5	60 mV	330 mV	14 Ω	30 pF

Will man die Tunneldiode als Schalter benutzen, dann spannt man sie über einen niederohmigen Teiler auf den Punkt A oder B ihrer Kennlinie vor. Durch äußere Steuerung kann dann zwischen A und B rasch umgeschaltet werden. Bild 101 zeigt einen Multivibrator mit 2 Tunneldioden. Man erkennt den einfachen Aufbau. Der Spannungsteilerwiderstand muß immer kleiner als der negative Widerstand der Tunneldiode sein, sonst ist kein stabiles Arbeiten möglich. Die Bilder 102 und 103 zeigen noch Anwendungen der Tunneldioden als HF-, ZF- und NF-Verstärker. In allen diesen Fällen wird der negative Widerstand der Tunneldiode zur Verringerung der Verluste im Kreis benutzt. Der sich mit Tunneldioden ergebende Verstärker ist ein Zweipolverstärker, zwischen Ein- und Ausgang besteht keine Trennung. Damit wird klar, daß mehrstufige Tunneldiodenverstärker nur schwer zu realisieren sind; die Schwingneigung ist hoch. Mit einer Stufe können Verstärkungen zwischen 10 und 100 erreicht werden. Die gegenwärtigen Entwicklungsarbeiten an Tunneldioden gehen in Richtung größerer Leistung und höherer Grenzfrequenz. In jüngster Zeit hat die Diode im UHF-Transistor einen „Konkurrenten" gefunden, so daß die Hauptanwendungsgebiete heute schnelle Zähl- und Impulsschaltungen sowie Mikrowellenverstärker und -oszillatoren sind.

Bild 104 zeigt einen einfachen Tunneldioden-Quarzoszillator. Mit 1 Diode *GE 115* und 1 π-Filter kann eine stabile HF-Leistung bei 40 MHz von rund 10 μW erzeugt werden. Der Wirkungsgrad ist allerdings sehr klein; die Speiseleistung aus

einem 1,5-V-Trockenelement beträgt 15 mW. Allgemein gilt für die mit einer Tunneldiode erreichbare HF-Leistung:

$$P_{max} = \frac{(I_h - I_t)^2 \, r_n}{8};$$

mit der *GE 117* ließe sich eine Leistung von rund 200 μW erzeugen. Als Sender für drahtlose Mikrofone mit geringer Reichweite wird oft eine Tunneldiode eingesetzt, jedoch haben sich allgemein die früher in dieses Bauelement gesetzten großen Hoffnungen für universelle Anwendbarkeit nicht bestätigt.

10. Literaturhinweise

Autorenkollektiv:	electronicum Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
Fischer, H.-J.	Transistortechnik für den Funkamateur, 4. Aufl. Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
Fischer, H.-J.	Die Transistorisierung der Amateurfunkstation, Reihe PFA, Band 77, DMV Berlin 1968
Gerlach, A.	Zählschaltungen mit Vierschichtdioden Elektronik 1962 (München) Heft 7.
Helke, H.	Spannungskonstanthaltung mit Hilfe von Zenerdioden, Archiv für techn. Messen, Blatt Z 40-5 und 6, Juli, August 1966
Jakubaschk, H.	Elektronikbastelbuch, 3. Aufl. Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
Katalog	Halbleiterdioden — Halbleitergleichrichterdioden, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Ausgabe 1967
Keller, Lehmann, Micic	Diffundierte Si-Kapazitätsdioden, Radio-Mentor 1962, Heft 8
Roginski, B. J.	Stromversorgung von Funkgeräten (russ.) Gosenergoisdat 1953, Moskau
Samsonenko, S. W.	Diodenelemente von elektronischen Rechenmaschinen, Reihe Automatisierungstechnik (russ.), Bd. 240, Energija 1967, Moskau
Wedenejew, Werschin	Silizium-Zenerdioden Massenradiobibliothek Bd. 416 (russ.) Gosenergoisdat 1961, Moskau.

81

